

Б. А. СЕРЕГИН

ОБРАТНАЯ СВЯЗЬ В УСИЛИТЕЛЯХ

МАССОВАЯ
РАДИО
БИБЛИОТЕКА

Основана в 1947 году

Выпуск 1064

Б. А. СЕРЕГИН

ОБРАТНАЯ СВЯЗЬ В УСИЛИТЕЛЯХ



МОСКВА «РАДИО И СВЯЗЬ» 1983

ОГЛАВЛЕНИЕ

ББК 32.846
С32
УДК 621.375.13

Серегин Б. А.

С32 Обратная связь в усилителях. — М.: Радио и связь, 1983. — 96 с., ил. — (Массовая радиобиблиотека; Вып. 1064).

55 к.

Приведены общие сведения об обратной связи в цепях электронных усилителей, ее видах, влиянии на параметры и характеристики отдельных каскадов и усилителя в целом. Даны характерные примеры полезного применения обратной связи в электронных усилителях и методы расчета этих усилителей. Рассмотрены паразитные обратные связи, способы их обнаружения и устранения.

Для широкого круга радиолюбителей.

С $\frac{2402020000-090}{046(01)-83}$ 163—83

ББК 32.846
6Ф2.124

РЕЦЕНЗЕНТ: канд. техн. наук В. В. НИКИФОРОВ

Редакция литературы по электронной технике

Борис Александрович Серегин

ОБРАТНАЯ СВЯЗЬ В УСИЛИТЕЛЯХ

Редактор Е. А. Богатырев
Редактор издательства Н. В. Ефимова
Художественный редактор Г. Н. Кованов
Обложка художника В. Д. Козлова
Технический редактор А. Н. Золотарева
Корректор З. Г. Галушкина

ИБ № 579

Сдано в набор 27.01.83 Подписано в печать 4.04.83
Т-07734 Формат 60×90/16 Бумага кн-журн. Гарнитура литературная
Печать высокая Усл. печ. л. 6,0 Усл. кр.-отт. 6,5 Уч.-изд. л. 7,61
Тираж 50 000 экз. Изд. № 19465 Зак. № 18 Цена 55 к.
Издательство «Радио и связь». 101000 Москва, Главпочтамт, а/я 693

Типография издательства «Радио и связь» Госкомиздата СССР
101000 Москва, ул. Кирова, д. 40

ПРЕДИСЛОВИЕ

Применение обратной связи (ОС) в радиолюбительской практике началось еще на заре ламповой радиотехники. Тогда с помощью положительной обратной связи (ПОС) в регенеративных усилителях удавалось добиться улучшения чувствительности и селективности. Несколько позже, когда стали обращать больше внимания на качество воспроизведения сигналов, особенно в области звуковых частот, появился интерес к отрицательной обратной связи (ООС), началось широкое теоретическое и практическое развитие ее различных видов. В настоящее время ООС широко используется для улучшения некоторых качественных показателей усилителей.

За два последних десятилетия на смену электровакуумным лампам пришли полупроводниковые приборы. В радиолюбительских конструкциях все реже встречаются лампы — усилительные триоды, пентоды. Их можно увидеть лишь в давно изготовленных или приобретенных электрофонах, радиоприемниках, магнитофонах, которые требуется частично переделать, чтобы добиться более высокого качества воспроизведения. В настоящей книге практическим схемам усилителей с ОС на лампах уделено небольшое внимание. Изложенные в первых двух и предпоследней главах теоретические основы действия ОС помогут радиолюбителю самостоятельно разобраться в различных ее видах и схемах усилителей с ОС, встречающихся в радиотехнической аппаратуре, а также рассчитать основные параметры и характеристики таких усилителей.

В остальных главах наряду с изложением конкретных свойств различных видов ОС приведены практические схемы резонансных усилителей высоких частот (УВЧ), промежуточных частот (УПЧ), и усилителей низких частот (УНЧ), применение ОС в которых позволяет существенно улучшить их параметры и характеристики. Отдельно рассмотрены усилители с ОС на основе интегральных микросхем. Зная общие свойства того или иного вида ОС, радиолюбитель может самостоятельно оценить пригодность применения ее в своей, уже действующей конструкции и возможность достижения с ее помощью заданных показателей создаваемого усилителя. Описание практических схем отдельных каскадов усиления и усилителей с ОС составлено так, чтобы радиолюбитель мог повторить любой из них, пользуясь соответствующей схемой.

Основой при написании книги, особенно в части практических схем усилителей, послужила отечественная и зарубежная информация, содержащаяся в популярных журналах и книгах по радиоэлектронике за последние 15—20 лет.

Задача этой книги — показать, какие широкие возможности целенаправленного изменения свойств усилителей при сравнительно простых средствах их осуществления скрыты в ОС. Эксперименты с ОС представляют радиолюбителю широкий простор для проявления его творческих способностей.

Отзывы и замечания по книге направляйте по адресу: 101000, Москва, Главпочтамт, а/я 693, издательство «Радио и связь», Массовая радиобиблиотека.

Автор

ГЛАВА ПЕРВАЯ

ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

1. ПОНЯТИЕ ОБРАТНОЙ СВЯЗИ

При конструировании усилительной аппаратуры радиолюбитель часто испытывает трудности в получении заданных характеристик и параметров при использования современных электронных приборов, радиодеталей и простых схем их соединения. Одним из распространенных и достаточно эффективных способов, позволяющих значительно изменять качественные показатели усилителя, является использование ОС.

В общем случае ОС можно определить как связь выходной цепи усилителя или каскада усиления с его входной цепью. Она образуется тогда, когда усиленный сигнал с выхода отдельного каскада усилителя или усилителя в целом передается на его вход через цепи, дополнительно вводимые для этого (внешняя ОС) или уже имеющиеся в нем для выполнения других функций (внутренняя ОС). К последним, например, относятся общая цепь источника питания усилителя, межэлектродные емкости в электронных приборах.

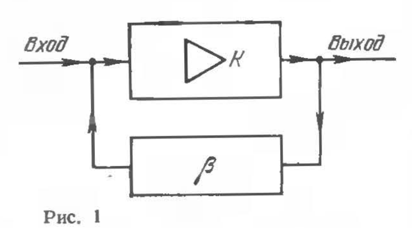


Рис. 1

В большинстве случаев внутренняя ОС и непреднамеренно возникшие цепи внешней ОС (например, из-за близкого расположения при монтаже деталей, соединительных проводов входных и выходных цепей усилителя) вызывают так называемую паразитную ОС. В реальных устройствах паразитная связь, как правило, приводит к изменению их свойств в худшую сторону и возникновению других нежелательных явлений (в частности, генерацию паразитных колебаний, частоты которых значительно выше или ниже частот усиливаемых колебаний), часто трудно поддающихся контролю и устранению.

На рис. 1 приведена структурная схема усилителя с коэффициентом усиления K, охваченного внешней цепью ОС с коэффициентом передачи β. Цепь вместе с усилителем, к которому она подключена, образует замкнутый контур, называемый петлей ОС. Стрелками показаны направления прохождения сигнала.

Часть усиленного внешнего сигнала с выхода усилителя (прямая цепь передачи сигналов) поступает по цепи ОС на его вход и складывается там с внешним сигналом. При таком сложении амплитуд сигналов (внешнего и ОС) на входе усилителя возможны два принципиально отличных по конечному действию случая: либо сумма амплитуд сигналов больше амплитуды внешнего сигнала (фазы колебаний с одинаковой частотой на выходе цепи ОС и входного

сигнала совпадают, сдвиг фаз равен 0°), либо меньше его (их фазы противоположны, сдвиг фаз равен 180°). В первом случае говорят о ПОС, во втором — об ООС.

Часто усиливаемый сигнал представляет собой не простое гармоническое колебание (с определенной частотой), а несколько колебаний с разными частотами и фазами, образующих так называемый спектр частот сигнала. При прохождении сигнала по петле ОС последняя на различных частотах колебаний, составляющих спектр сигнала, может вносить различные фазовые сдвиги, достигающие многих сотен градусов. Это приводит к тому, что на каких-то частотах ООС может стать положительной и наоборот.

Во избежание терминологических ошибок вводимую в устройство ОС принято называть положительной или отрицательной по тому, какой она является на средней частоте полосы пропускания усилителя, где коэффициент петлевого усиления βK выражен действительным (вещественным) числом, т. е. не зависит от частоты.

Как уже было сказано, при прохождении сигнала через усилитель и цепь ОС изменение амплитуды и сдвиг по фазе, вносимые цепью ОС, могут оказаться различными на разных частотах колебаний, т. е. ОС приобретают свойства, непрерывно изменяющиеся с частотой. По этому признаку различают частотнозависимую (или комплексную) ОС и частотно-независимую ОС. Последняя одинаково изменяет только амплитуду всех колебаний спектра частот сигнала. Другое название ОС (комплексная) дано потому, что коэффициент ОС и другие ее параметры математически выражаются комплексными числами.

Обычно при расчетах параметров и характеристик усилителя, состоящего из одного или нескольких усилительных каскадов на активных элементах — АЭ (транзисторах, интегральных микросхемах, электровакуумных лампах) и пассивных (резисторах, конденсаторах и катушках индуктивности), исходят из предположения, что усилитель представляет собой линейную систему. Усиливаемый сигнал любой сложной формы можно представить суммой простых гармонических колебаний с различными амплитудами и частотами. Их прохождение через линейную систему можно рассматривать для каждого из гармонических колебаний в отдельности. Этот известный принцип независимости (или суперпозиции) действия отдельных составляющих сложного колебания в линейной системе (цепи) позволяет упростить рассмотрение различных свойств усилителей с ОС, сводя его к рассмотрению прохождения через усилитель каждой спектральной составляющей сложного сигнала в отдельности с последующим суммированием их. Обычно полосу пропускания усилителя выбирают так, чтобы каждая составляющая сигнала усиливалась одинаково. Поэтому в большинстве случаев достаточно определить параметры усилителя для одной частоты в полосе пропускания, как правило, средней (для УЗЧ и широкополосных усилителей) или резонансной (для узкополосных усилителей).

В большинстве случаев цепь ОС также можно отнести к линейным системам. В простейшем виде она состоит из одного или нескольких пассивных элементов, соединенных между собой определенным образом. Поэтому напряжение ОС на выходе цепи ОС прямо пропорционально напряжению на ее входе. Коэффициент пропорциональности β, равный коэффициенту передачи цепи ОС, в общем случае может быть комплексным. Он показывает, какая часть выходного напряжения (на нагрузке) каскада усиления и с каким дополнительным фазовым сдвигом подана на его вход. Чаще всего в цепи ОС применяют

только резисторы, образующие частотно-независимый делитель напряжения ОС. Если выходная и входная цепи соединены непосредственно, т. е. делитель напряжения отсутствует, то коэффициент передачи такой цепи ОС равен единице, при этом говорят, что каскад охвачен 100%-ной ОС.

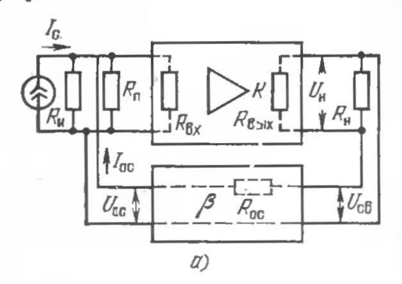
В дальнейшем при теоретическом рассмотрении работы усилителей с ОС для простоты, но не в ущерб принципиальным положениям, значения параметров усилителя и источника сигнала считаются чисто вещественными. Это верно для средней или резонансной частоты, а также, без больших погрешностей, для всех частот в полосе пропускания усилителя. Когда зависимость параметров от частоты существенна или намеренно вводится для получения частотно-зависимых параметров и характеристик цепей, это допущение будет нарушаться и специально оговариваться.

Введение цепи ОС существенно изменяет процесс работы и первоначальные свойства усилителя. Они определяются теперь свойствами собственно усилителя и цепи ОС, а также видом ОС, обусловленным различным принципом ее действия, зависящим от полярности (знака) или (в общем случае) от фазы напряжения ОС, складывающегося с напряжением сигнала на входе усилителя, и способом присоединения цепи ОС ко входным и выходным цепям усилителя.

2. СПОСОБЫ ПОЛУЧЕНИЯ И ВИДЫ ОБРАТНОЙ СВЯЗИ

Напряжение ОС, снимаемое с выхода усилительного каскада и подаваемое на вход цепи ОС, можно получить несколькими способами в зависимости от схемы присоединения цепи ОС к выходной цепи каскада. Различают следующие способы снятия ОС: по напряжению, по току и смешанную, или комбинированную.

На рис. 2—6 показаны структурные и принципиальные схемы каскада усиления с различными способами присоединения цепи ОС. На рис. 2,*а* вход цепи ОС подключен параллельно сопротивлению нагрузки $R_н$. В этой схеме напряжение на входе цепи ОС $U_{св}$ равно выходному напряжению $U_н$ (на нагрузке $R_н$) усилительного каскада. Таким образом создается ОС по напряжению.



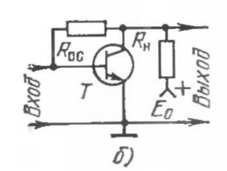


Рис. 2

На рис. 3,*а* напряжение на вход цепи ОС $U_{св}$ поступает с резистора $R_т$, включенного последовательно с сопротивлением нагрузки $R_н$ (один конец резистора $R_т$ подключен к выводу от электрода, общего для входной и выходной цепей АЭ). Это напряжение ОС пропорционально току $I_{св}$, протекающему по $R_н$ и $R_т$. Так образуется ОС по току.

Кроме рассмотренных способов получения входного напряжения ОС (со стороны выхода усилительного каскада) различают аналогичные способы введения напряжения ОС с выхода цепи ОС на вход каскада усиления: либо сложением напряжений сигналов входного $U_с$ и на выходе цепи ОС $U_{ос}$ (рис. 3,*а*), либо сложением токов $I_с$ и $I_{ос}$, пропорциональных этим напряжениям, на общем входном сопротивлении каскада (см. рис. 2,*а*). Последнее обычно состоит из соединенных параллельно внутреннего сопротивления $R_и$ источника сигналов, входного сопротивления $R_{вх}$ активного элемента и сопротивления резистора $R_р$, включаемого на входе каскада для создания проводимости по постоянному току.

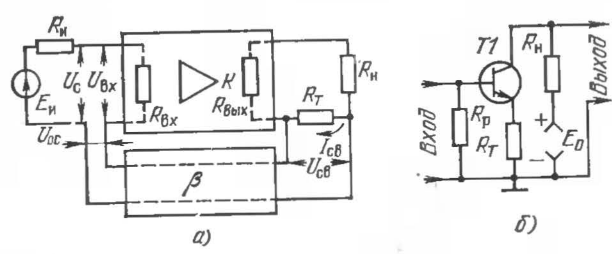


Рис. 3

При последовательном соединении источника входного сигнала, выхода цепи ОС и входа усилительного АЭ образуется последовательная ОС (рис. 3,*а*), а при параллельном их соединении — параллельная ОС (см. рис. 2,*а*). Таким образом, с точки зрения схемного построения усилителей с ОС можно различить следующие четыре простых вида ОС. Каждый из них позволяет в зависимости от различия или совпадения полярностей входного сигнала и сигнала на выходе цепи ОС получить либо ООС, либо ПОС.

Параллельная ОС по напряжению (см. рис. 2,*а*) образуется при параллельном соединении входа и выхода через цепь ОС. Принципиальная схема транзисторного каскада усиления с параллельной ОС по напряжению, образуемой резистором $R_{ос}$, приведена на рис. 2,*б*. Для этого вида ОС характерно уменьшение ее действия с уменьшением сопротивлений нагрузки, источника сигнала, входного сопротивления АЭ и полное ее прекращение при коротком замыкании выхода или входа каскада.

Последовательная ОС по току (рис. 3,*а*) образуется при последовательном соединении входа и выхода через цепь ОС. На рис. 3,*б* показана принципиальная схема транзисторного каскада усиления с последовательной ОС по току. Ее действие уменьшается с увеличением сопротивлений нагрузки и источника сигнала, с уменьшением сопротивления резистора $R_т$ и входного сопротивления АЭ. Очевидно, что оно прекращается в режиме холостого хода (разрыв цепи) во входной или выходной цепях каскада, так как в них токи, создающие напряжения ОС, равны нулю.

Возможны и гибридные соединения цепи ОС с каскадом усиления. В первом из них вход цепи ОС подсоединен последовательно к выходу каскада, а ее выход — параллельно входной цепи каскада. Так получается *параллельная ОС по току* (рис. 4,*а*). Принципиальная схема транзисторного каскада усиления с таким видом ОС приведена на рис. 4,*б*. Этот вид ОС характеризуется тем, что с уменьшением сопротивлений источника сигнала, входного сопротивления АЭ и увеличением сопротивления нагрузки $R_{н2}$ ее действие уменьшается, а при коротком замыкании на входе или холостом ходе на выходе каскада — прекращается.

Другое гибридное соединение, при котором вход цепи ОС подсоединен параллельно выходу каскада, а выход цепи ОС — последовательно ко входной цепи каскада, образует *последовательную ОС по напряжению* (рис. 5,*а*). Иллюстрирующая ее принципиальная схема приведена на рис. 5,*б*. С увеличением сопротивления источника сигнала и уменьшением сопротивлений входного (у АЭ) и нагрузки $R_н$ ее действие уменьшается, а в режиме холостого хода на входе и короткого замыкания на выходе каскада она перестает действовать.

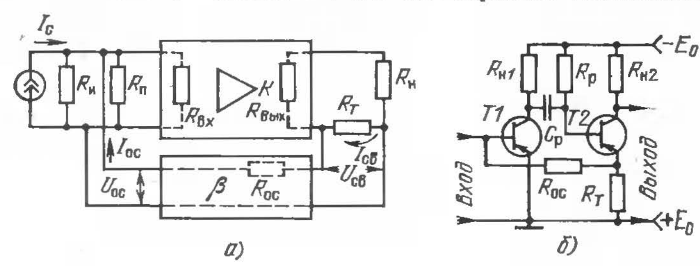


Рис. 4

При подключении входа цепи ОС к нагрузке $R_н$ и резистору $R_т$, как это показано на рис. 6, напряжение на входе цепи ОС образуется одновременно под действием части напряжения на концах $R_н$, снимаемого с концов резистора $R_{ос2}$ делителя напряжения из резисторов $R_{ос1}$ и $R_{ос2}$, и тока, протекающе-

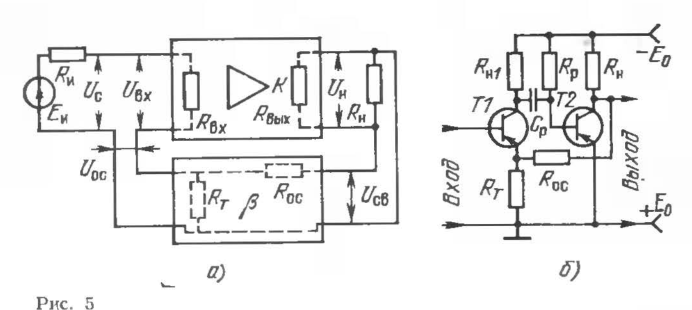


Рис. 5

го в цепи нагрузки и по $R_т$. Таким способом получается смешанная (комбинированная) ОС по выходу. Аналогично получается комбинированная ОС по входу (рис. 6).

Смешанная ОС по одной из цепей (входной или выходной), а тем более по обеим цепям одновременно сравнительно редко применяется на практике. Это вызвано тем, что этот вид ОС достаточно сложен в настройке, а также и тем, что ОС по напряжению и ОС по току, одновременно входящие в этот вид ОС, изменяют свойства усилительного каскада противоположно, взаимно ослабляя действие друг друга.

Смешанную ОС (см. гл. 5) не следует путать с ОС по напряжению и ОС по току, действующими либо в разных цепях каскада или каскадов усилителя, либо в одной

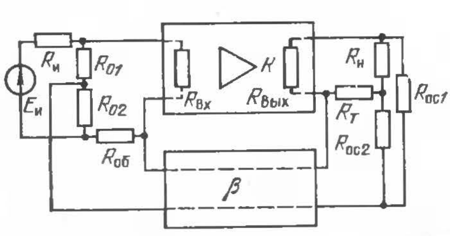


Рис. 6

цепи, но на разных частотах или диапазонах частот. Последние составляют многопетлевую ОС (см. гл. 6). В сложных случаях смешанную ОС от многопетлевой можно отличить по выполнению цепи ОС. У смешанной эта цепь имеет один (общий) вход и один (общий) выход, а у многопетлевой их несколько и они разные (иногда частично перекрывающие один другой): одни для ОС по напряжению, другие для ОС по току.

Следует отметить, что рассмотрение видов ОС проведено при ряде допущений, обычно хорошо оправдываемых на практике. Основные из них — пренебрежение прямой передачей сигнала со входа усилительного каскада через цепь ОС на его выход (однонаправленность передачи цепи ОС) и отсутствие влияния входного и выходного сопротивлений цепи ОС соответственно на выходную и входную цепи усилителя.

Знание основных особенностей рассмотренных видов ОС поможет радиолюбителю выбрать тот или иной ее вид и использовать для целенаправленного изменения параметров и характеристик вновь конструируемого или подлежащего переделке усилителя. Этими же особенностями можно воспользоваться на практике для определения вида примененной ОС. Так если при мысленном закорачивании нагрузки каскада (режим короткого замыкания) напряжение на входе цепи ОС сохранится, то в каскаде действует ОС по току, а если станет равным нулю, то это — ОС по напряжению. Если же в аналогичных условиях напряжение ОС сохранится частично, то это означает, что применена смешанная ОС по выходу. Подобный анализ можно провести и для определения последовательной, параллельной или смешанной ОС по входу.

К перечисленным сравнительно простым видам ОС практически сводится все их многообразие. Кроме них известны более сложные ОС, выполненные по балансным схемам, схемам с многократной ОС и др. Ввиду большой сложности в изготовлении отдельных цепей и настройке в целом усилители с такими ОС большого практического распространения не получили и в настоящей книге рассматриваться не будут.

В заключение следует сказать несколько слов об усилителях с многопетлевой ОС, состоящих из двух, трех и более каскадов усиления, в которых встречается несколько петель ОС, охватывающих один каскад (местная петля ОС) и весь усилитель (общая петля ОС). Петли ОС могут быть независимыми, а также частично или полностью входить одна в другую. Поэтому необходимо учитывать действие общей ОС на местные ОС при расчете и выборе параметров последних. В многокаскадных усилителях чаще всего общей петлей ОС охватывается не более двух каскадов, а в остальных каскадах, если требуются высокие электрические показатели, применяются местные петли ОС (рис. 7).

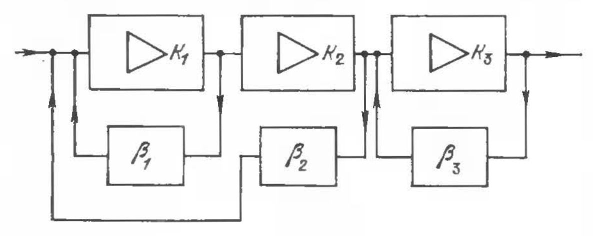


Рис. 7

При охвате петлей ОС нескольких каскадов усилителя могут возникнуть фазовые сдвиги сигнала из-за влияния реактивных элементов в каскадах, что при определенных условиях (см. гл. 2, § 8) может привести к самовозбуждению усилителя. Не следует забывать, что ОС изменяет свойства только той части усилительного устройства, которая охвачена петлей ОС. Характеристики и параметры остальных каскадов, не входящих в петлю ОС, не изменяются. Это нужно иметь в виду при расчете показателей всего устройства.

Прежде чем перейти к рассмотрению влияния ОС на основные показатели каскада усиления, кратко напомним, каковы они у каскада в отсутствие внешних цепей ОС.

3. ТИПОВЫЕ СХЕМЫ И ОСНОВНЫЕ ПОКАЗАТЕЛИ КАСКАДОВ УСИЛЕНИЯ

Среди многочисленных электронных приборов, способных усиливать сигнал, наибольшее распространение в радиолюбительской практике получили биполярные транзисторы. Все большее применение находят полевые транзисторы, интегральные микросхемы, и все реже используют усилительные электровакуумные лампы — триоды и пентоды. В современной усилительной аппаратуре последние почти вытеснены полупроводниковыми приборами — транзисторами и интегральными микросхемами, пришедшими на смену им в начале 60-х годов.

Существенно отличаясь от биполярного транзистора (БТ) по усилительным свойствам, параметрам и характеристикам, полевой транзистор (ПТ) и усилительная электронная лампа имеют много сходного и с точки зрения действия ОС могут рассматриваться одинаково, т. е. все сказанное об усилителе на ПТ, приведенные расчетные формулы для него без больших погрешностей верны и для усилителя на триодах и пентодах (при подстановке в эти формулы аналогичных параметров). В дальнейшем рассмотрение усилителей с различными видами ОС будет проводиться главным образом для БТ; для ПТ в большинстве случаев будут отмечаться их особенности и приводиться окончательные результаты для аналогичных условий работы.

Усилительные свойства БТ обусловлены тем, что слабый ток $I_Б$, протекающий в промежутке база — эмиттер транзистора, управляет во много раз большим током $I_К$, протекающим в промежутке эмиттер — коллектор, или близким к нему (по значению) током в цепи эмиттера $I_Э = I_К + I_Б$. Обычно источник сигнала, подлежащего усилению, подключается ко входным электродам «база» и «эмиттер», на нагрузку $R_н$ в выходной цепи присоединяют так, чтобы через нее протекал ток $I_К$ или $I_Э$, не превышающий допустимого тока $I_{К\,доп}$ (рис. 8,*а*,*б*). Для нормальной работы транзистора необходимо подать на его электроды начальное напряжение постоянного тока соответствующей полярности. Относительно эмиттера оно должно составлять на базе около 0,15—0,25 В (для германиевых транзисторов) и 0,6—0,7 В (для кремниевых), а на коллекторе — (3—9) В и не превышать напряжения $U_{КЭ\,доп}$. В отмеченных условиях транзистор в общем случае обладает способностью усиливать напряжение, ток и мощность. Предельные значения параметров $I_{К\,доп}$ и $U_{КЭ\,доп}$, а также максимально допустимой рассеиваемой на коллекторе мощности $P_{К\,доп}$, обычно приводятся в справочниках.

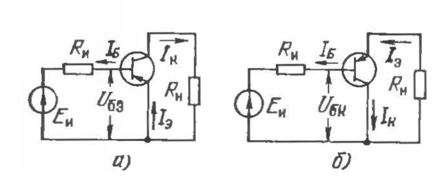


Рис. 8

Рис. 9

У ПТ с *p-n* переходом управление током истока или равным ему током стока осуществляется напряжением источника сигнала, приложенным к промежутку затвор — исток или затвор — сток. Для нормальной работы начальное напряжение постоянного тока соответствующей полярности должно быть на затворе $U_{ЗИ} = (1—3)$ В, а на стоке $U_{СИ} = (6—9)$ В. Их предельные значения, $U_{ЗИ\,макс}$ и $U_{СЗ\,макс}$, а также $U_{ЗИ\,отс}$ — напряжение отсечки, $I_{С\,нач}$ — начальный ток стока (при $U_{ЗИ} = 0$) и $P_{макс}$ — максимально допустимая мощность, рассеиваемая на стоке даны в справочниках. При включении нагрузки в цепь, по которой протекает ток истока, у ПТ, как и у БТ, создается возможность усиливать напряжение, ток и мощность. Подробнее о работе, выборе режима БТ и ПТ, электронной лампы в каскаде усиления см. в [1—3], а об усилителях на основе интегральных микросхем — в [4, 5].

В каскаде усиления сигналов транзистор подключается к остальным цепям с помощью трех выводов. Один из них, как правило, общий для входной и выходной цепей усилителя. Смотря по тому, какой вывод является общим, различают типовые схемы включения транзистора в усилительный каскад. Практически применяются три схемы включения: с общим эмиттером (ОЭ), с общей базой (ОБ) и общим коллектором (ОК) — для БТ и аналогично с общим истоком (ОИ), общим затвором (ОЗ) и общим стоком — для ПТ. Обычно параметры БТ соответственно способам его включения принято помечать дополнительным индексом «Э», «Б», «К». Поскольку наиболее распространена схема с ОЭ, то для упрощения в дальнейшем тексте в большинстве случаев индекс «Э» опускается.

Усилительные свойства каскадов чаще всего характеризуются следующими основными показателями: способностью поворачивать фазу выходного сигнала относительно входного на 180° (инвертирующий каскад) или оставлять ее неизменной (неинвертирующий каскад); значениями коэффициента усиления по напряжению, по току и по мощности; значениями входного и выходного сопротивлений; формой амплитудно-частотной и фазочастотной характеристик; уровнем нелинейных искажений.

Определим эти характеристики и параметры усилительного каскада для малых сигналов при различных способах включения АЭ.

Наиболее распространенная схема резисторного каскада с ОЭ приведена на рис. 9. Входное напряжение здесь приложено к выводам базы и эмиттера, а выходное напряжение снимается с коллектора и эмиттера; входным током является ток базы, а выходным — ток коллектора.

При подаче на базу *n-p-n* транзистора переменного напряжения $U_с$ полное напряжение на базе (при мгновенной положительной полярности сигнала) $U_с + E_{БЭ}$ увеличивается. Это приводит к возрастанию коллекторного тока и напряжения на сопротивлении нагрузки $R_н$. Следовательно, напряжение на коллекторе, равное $E_0 — I_К R_н$, уменьшается. Это указывает на то, что фаза выход-

ного напряжения $U_{вых}$ противоположна фазе напряжения $U_с$. Отсюда следует, что каскад с ОЭ и аналогичный ему каскад с ОИ являются инвертирующими.

Коэффициент усиления по току $K_т$ каскада с ОЭ в режиме короткого замыкания выходных зажимов, т. е. при $R_н=0$, $K_т=I_К/I_Б=h_{21}$, где h_{21} — коэффициент передачи тока базы при $R_н=0$; он приводится в справочных данных параметров транзисторов и составляет десятки, иногда сотни единиц.

Если $R_н\neq0$, то для любого $R_н$ коэффициент усиления по току (динамический)

$$K_{т.д}=h_{21}R_{вых}/(R_{вых}+R_н),$$

где $R_{вых}$ — выходное сопротивление транзистора при обрыве входной цепи (режим холостого хода на входе).

Наибольший коэффициент усиления по току в каскаде с ОЭ $K_{т.д}=h_{21}$ получается в режиме короткого замыкания выходных зажимов; при $R_н\to\infty$ (режим холостого хода) $K_{т.д}\to0$.

При любом сопротивлении нагрузки коэффициент усиления по напряжению для БТ

$$K=U_{вых}/U_{вх}=K_т R_н/R_{вх}\approx 40R_н I_К,$$

где $R_{вх}$ — входное сопротивление транзистора при короткозамкнутом выходе, равное $1/39\,I_Б$ [9, с. 356] или, с учетом того, что $I_Б=I_К/K_т$, $K_т/39\,I_К$, где $I_К$ — в миллиамперах;

для ПТ (при выполнении условия $R_{вых}\gg R_н$)

$$K=SR_н, \tag{1}$$

где S — крутизна характеристики ПТ.

При $R_н=0$ также и $K=0$, а при $R_н\to\infty$ теоретически (при сделанных допущениях) $K\to\infty$. Практически K можно получить от нескольких десятков до нескольких сотен единиц.

При оценке усилительных свойств каскада в установившемся режиме работы представляет интерес определение отношения его выходного напряжения $U_{вых}$ к напряжению источника внешнего сигнала $E_и$, поступающего на вход каскада, т. е. так называемый сквозной коэффициент усиления $K_{скв}$. Этот показатель наиболее полно характеризует усилительные свойства каскада, так как учитывает ослабление внешнего сигнала, возникающее при передаче его во входную цепь усилителя из-за того, что внутреннее сопротивление источника сигнала $R_и\neq0$. По определению

$$K_{скв}=\frac{U_{вых}}{E_и}=\frac{U_{вх}}{E_и}\frac{U_{вых}}{U_{вх}}=\frac{U_{вх}}{E_и}K, \tag{2}$$

где $U_{вх}$ — напряжение сигнала на входе усилительного каскада.

Отношение $U_{вх}/E_и$, показывающее ослабление сигнала во входной цепи каскада, определяется выражением:

$$a=\frac{U_{вх}}{E_и}=\frac{R_{вх}}{R_и+R_{вх}},$$

где $R_{вх}$ — входное сопротивление усилительного каскада.

Для каскада с БТ оно чаще всего равно входному сопротивлению транзистора. В усилителях на ПТ входное сопротивление каскада с ОИ (обычно равное сопротивлению резистора, включаемого во входную цепь для обеспечения режима работы каскада по постоянному току) значительно превышает $R_и$ и, как следствие, $U_{вх}=E_и$ (или $a=1$) и $K_{скв}=K$. Для усилителей на БТ $K_{скв}$ всегда меньше K.

Таким образом, каскад с ОЭ, обладая способностью усиливать напряжение и ток, позволяет получить значительный коэффициент усиления по мощности.

$$K_Р=KK_{т.д}=h^2_{21}\Bigg/\left(\frac{R_{вх}}{R_{вых}}+\frac{R_{вх}}{R_н}\right)\approx 40\,h_{21}R_н I_К.$$

Его значение достигает нескольких тысяч и даже десятков тысяч единиц.

Входное сопротивление $R_{вх}$ БТ, как это было сказано при определении K каскада с ОЭ, равно

$$R_{вх}=U_{вх}/I_{вх}=h_{11}\approx 0{,}025/I_Б=0{,}025\,(h_{21}+1)/I_К,$$

где h_{11} — входное сопротивление транзистора при короткозамкнутом выходе. У маломощных БТ оно составляет несколько сотен ом, а у мощных — менее 10 Ом. Полевые транзисторы имеют входное сопротивление 10^6—10^{12} Ом.

Выходное сопротивление $R_{вых}$ транзистора в каскаде с ОЭ можно определить приближенно по формуле $R_{вых}=U_{вых}/I_К\approx1/h_{22}$, где h_{22} — выходная проводимость при разомкнутом входе, значение которой приводится в справочниках параметров транзисторов.

У маломощных БТ выходное сопротивление составляет несколько десятков килоом. Выходное сопротивление ПТ в режиме насыщения или (что то же) его внутреннее сопротивление переменному току R_i равно нескольким сотням килоом. Так как оно обычно значительно превышает сопротивление нагрузки, то для определения коэффициента усилеиия по напряжению (1) необходимо знать лишь крутизну характеристики, которая и приводится в справочных таблицах.

Выходное сопротивление АЭ не следует путать с выходным сопротивлением усилительного каскада. Последнее равно сопротивлению $R'_{вых}$ параллельно соединенных $R_{вых}$ и $R_н$. В многокаскадных усилителях это сопротивление служит сопротивлением источника сигнала $R_и$ для последующего каскада.

Амплитудно-частотная характеристика позволяет определить полосу пропускания усилителя. Предельно ограничение полосы пропускания усилителя со стороны высоких частот $f'_в$ обусловлено в основном двумя причинами: инерционностью физических процессов, происходящих в транзисторе, и шунтирующим действием проходных (между выводами транзистора) емкостей, в частности, коллекторного перехода $C_к$ в БТ и емкости $C_{зс}$ в ПТ.

В каскадах на БТ коэффициент $K_т$ и, следовательно, h_{21} с повышением частоты уменьшаются и становятся равными единице на частоте $f_т$, характеризующей предельную частоту усиления тока. Другим параметром, ограничивающим верхний предел полосы пропускания, является параметр f_{h21}. Это — верхняя граничная частота, на которой значение h_{21} в $\sqrt{2}$ раз меньше (или составляет 0,707) своего номинального значения, взятого вблизи нулевой частоты. Эти параметры связаны между собой следующим соотношением: $f_{h21}\approx f_т/h_{21}$. Иногда в справочных таблицах вместо $f_т$ или f_{h21} приводится минимальное значение h'_{21} на частоте f', много большей f_{h21}. Тогда $f_т$ определяется по формуле:

$f_т \approx h'_{21} f'$. Для ПТ $f_т$ можно определить по следующей формуле: $f_т = S/2\pi C_{зс}$.

Следует отметить, что значения $f_т$, f_{h21}, h'_{21} определяются при $R_н=0$. Если $R_н \neq 0$, то на $f'_в$ сказывается влияние емкости коллекторного перехода $C_к$. Хотя емкость $C_к$ обычно во много раз меньше емкости база — эмиттер $C_{бэ}$, но при $R_н>0$ благодаря действию возникающей ООС по напряжению между коллектором и базой часть входной емкости каскада, вносимой транзистором, возрастает со значения $(C_{бэ}+C_к)$ (при $R_н=0$) до значения $C_{вх.ос}=C_{бэ}+(1+K)C_к$, т. е. приблизительно в $KC_к/C_{бэ}$ раз.

Таким образом, при выборе транзистора с $f_т$, больше заданной $f'_в$, ограничение последней, например в резисторных усилителях звуковых и видеочастот, может наступить из-за большой емкости $C_{вх.ос}$, включенной параллельно входному сопротивлению каскада, как это обычно представляется эквивалентной схемой транзистора в области высоких частот. То же ограничение практически наблюдается и в каскадах усиления с ОИ на ПТ. Для них (по аналогии с БТ) $C_{вх.ос}=C_{зи}+(1+K)C_{зс}$ и возрастает в $KC_{зс}/C_{зи}$ раз. В справочниках приведены значения входной емкости $C_{11и}=C_{зи}+C_{зс}$, измеренной между затвором и истоком при коротком замыкании по переменному току на выходе в схеме с ОИ.

В каскаде с ОБ напряжение приложено к эмиттеру и базе, а выходное напряжение снимается с коллектора и базы (рис. 10). Каскад является неинвертирующим.

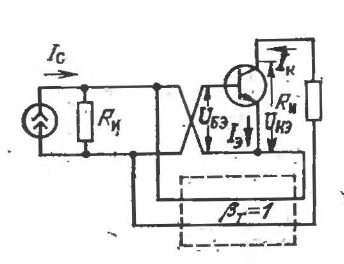


Рис. 10

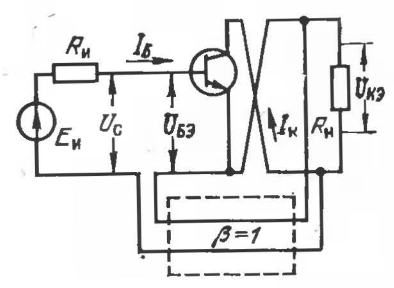


Рис. 11

Работу каскада с ОБ как усилителя легче понять, если представить его как каскад с ОЭ, охваченный 100%-ной параллельной ООС по току. Поскольку здесь нет делителя тока, то весь выходной ток $I_К$ протекает и во входной цепи, т. е. коэффициент передачи тока по цепи ОС $\beta_т=1$.

Такое представление дает возможность определить параметры каскада с ОБ через параметры каскада с ОЭ с учетом действия ОС.

При любом сопротивлении нагрузки коэффициент усиления по току каскада с ОБ

$$K_{т.дБ} = \frac{I_К}{I_Э} = \frac{h_{21}}{1+h_{21}} \frac{R_{вых.б}}{R_{вых.б}+R_н}. \quad (3)$$

Из (3) видно, что при $R_н=0$ коэффициент $K_{т.дБ}$ становится максимальным, но меньшим единицы, а при увеличении $R_н$ до бесконечно большого значения он убывает до нуля. Следовательно, такой каскад не дает усиления тока, а наоборот несколько ослабляет его.

Коэффициент усиления по напряжению $K_Б$ каскада с ОБ на единицу больше, чем у каскада с ОЭ (при равных параметрах транзистора и $R_н$):

$$K_Б = (U_{БЭ}+U_{КЭ})/U_{БЭ} = 1 + K_{т.д} R_н/R_{вх} = 1 + K \approx 40 R_н I_Э.$$

Соответственно для каскада с общим затвором на ПТ коэффициент усиления напряжения

$$K_З = 1 + SR_н \approx SR_н.$$

Коэффициент усиления по мощности каскада с ОБ

$$K_{рБ} = K_Б K_{т.дБ} = (1+K)\frac{h_{21}}{1+h_{21}} \frac{R_{вых.б}}{R_{вых}+R_н} \approx 40 R_н I_Э. \quad (4)$$

В схеме с ОБ коэффициент усиления мощности $K_{рБ}$ больше, чем в схеме с ОЭ.

Входное сопротивление транзистора

$$R_{вх.б} = U_Б/I_Э = R_{вх}/(1+h_{21}) = h_{11}/(1+h_{21}) = 0{,}025/I_Э$$

достаточно мало вследствие потребления большого тока от источника сигнала, и практически не зависит от $R_н$. Оно существенно меньше, чем входное сопротивление транзистора в каскаде с ОЭ: у маломощных транзисторов $R_{вх.б}$ составляет несколько десятков ом, а у мощных — меньше 1 Ом.

При включении ПТ по схеме с ОЗ входное сопротивление $R_{вх.з} \approx 1/S$.

Выходное сопротивление каскада с ОБ несколько больше, чем у каскада с ОЭ:

$$R_{вых.б} = R_{вых}(1 + h_{21} R_и/R_{вх}).$$

Выходное сопротивление каскада с ОЗ

$$R_{вых.з} = R_i + R_и(1+SR_i) \approx R_i + SR_и R_i = R_i(1+SR_и).$$

Значение верхней границы полосы пропускания $f'_в$ каскада с ОБ и каскада с ОЗ наибольшее по сравнению с другими схемами и приближается к $f_т$. С увеличением $R_и$ (при $R_{вх}=\text{const}$) действие ООС усиливается, что способствует расширению полосы пропускания, верхнюю границу которой можно принять равной $f_т$.

В каскаде с ОК (рис. 11) входное напряжение приложено к базе и коллектору, а выходное снимается с эмиттера и коллектора. Этот и аналогичный ему каскад с общим стоком являются неинвертирующими. Его так же как и каскад с ОБ можно представить в виде усилительного каскада с ОЭ, охваченного 100%-ной последовательной ООС по напряжению. Ее действие и свойства рассмотрены в предыдущем параграфе и в гл. 2 и 3.

Коэффициент усиления по току каскада с ОК $K_{т.д\,К} \approx 1+K_{т.д}$. Он всегда превышает единицу и максимален при $R_н=0$. Коэффициент усиления по напряжению

$$K_К = U_К/U_Э = K/(1+K) \lesssim 1, \quad (5)$$

каскада с общим стоком

$$K_С = SR_н/(1+SR_н). \quad (6)$$

Из формул (5) и (6) следует, что такие каскады не способны усиливать напряжение.

Так как $K_К \approx 1$, а $K_{т.д\,К} \gg 1$, то для БТ коэффициент усиления по мощности $K_{рК}$ каскада с ОК может быть больше единицы. Определим его так

$$K_{рК} = K_{т.д\,К} K_К = (1 + K_{т.д}) K/(1 + \quad [illegible]$$

Входное сопротивление БТ в каскаде с ОК

$$R_{вх.к} = (U_Б + U_К)/I_Б = h_{11} + (1 + h_{21}) R_н. \tag{7}$$

Оно сравнительно велико и заметно превышает $R_{вх}$ каскада с ОЭ, при условии, что $R_н$ не слишком мало.

Входное сопротивление ПТ в каскаде с общим стоком очень велико, значительно больше, чем для каскада с ОИ.

Выходное сопротивление каскада с ОК

$$R_{вых.к} \approx (h_{11} + R_и)/(1 + h_{21}). \tag{8}$$

мало, если $R_и$ не очень велико, и по значению близко к $R_{вх.б}$, особенно при $R_и \ll h_{11}$.

Выходное сопротивление $R_{вых.с}$ каскада с общим стоком определяется по следующей формуле: $R_{вых.с} \approx 1/S$.

При $R_и \to 0$ и $R_н \to \infty$ ОС получается более глубокой. Поэтому полоса пропускания каскада с ОК расширяется, но при этом $f'_в$ несколько меньше, чем $f_т$. Так как каскад с ОК — неинвертирующий, то часть его входной емкости $C_{вх.ос}$, вносимая транзистором, равна $C_{вх.ос} = C_к + C_{бэ}(1 - K_К)$.

Отрицательный знак перед $K_К$ показывает, что ОС через емкость $C_{бэ}$ положительна, а так как $K_К \approx 1$, то можно считать, что она уменьшает $C_{вх.ос}$ до $C_к$.

Поскольку выходное напряжение, снимаемое с эмиттера БТ или истока ПТ по уровню и фазе очень близко к входному и как бы повторяет его, то такой каскад принято называть эмиттерным или истоковым повторителем, об их работе см. в гл. 3, § 17.

В заключение отметим, что в данной и последующих главах при рассмотрении усилительного каскада с различными схемами включения транзистора не учитывается действие внутритранзисторных ОС. В наиболее распространенных резисторных УНЧ они не влияют существенно на работу каскада усиления. Однако в широкополосных усилителях, УПЧ и УВЧ пренебрежение ими может привести к нестабильной работе, а иногда и к генерации колебаний вместо их усиления. О нейтрализации некоторых из такого рода ОС рассказано в гл. 7, § 32.

ГЛАВА ВТОРАЯ

ИЗМЕНЕНИЕ ПАРАМЕТРОВ И ХАРАКТЕРИСТИК УСИЛИТЕЛЯ ПОД ВЛИЯНИЕМ ОБРАТНОЙ СВЯЗИ

4. КОЭФФИЦИЕНТ УСИЛЕНИЯ КАСКАДА И КОЭФФИЦИЕНТ ПЕРЕДАЧИ ЦЕПИ ОБРАТНОЙ СВЯЗИ

В усилителях с ОС напряжение на входе усилительного каскада изменяется за счет действия цепи ОС и, следовательно, изменяется его первоначальный (до введения ОС) коэффициент усиления. Как происходит это изменение можно проследить на примере схемы последовательной ОС по напряжению (см. рис. 5,*а*) с пассивной цепью ОС.

Поданное на вход усилителя с ОС напряжение от внешнего источника сигнала $E_и$ ослабляется в a раз, а затем усиливается в K раз и выделяется на сопротивлении нагрузки $R_н$. Так как цепь ОС непосредственно присоединена к выходу усилительного каскада, то напряжение на ее входе $U_{св}$ равно выходному напряжению каскада $U_{вых} = U_н$. Тогда напряжение на выходе цепи ОС

$$U_{ос} = \pm \beta U_{вых}. \tag{9}$$

и называется напряжением ОС.

Иначе говоря, выходное напряжение, измененное в β раз, возвращается обратно на вход каскада.

В зависимости от разности фаз внешнего сигнала и сигнала на выходе цепи ОС, фаза которого по отношению к внешнему сигналу может изменяться при прохождении по петле ОС, коэффициент β принимает различный знак. Так, при разности фаз, равной 0° (ПОС), он принимает положительный знак и изменяет свое значение от 0 до +1, а при разности фаз, равной 180° (ООС), знак его отрицательный и значение изменяется от 0 до —1.

Так как напряжение на входе усилительного каскада слагается из напряжения внешнего источника и напряжения ОС, в общем случае уменьшенных в a раз, то, принимая во внимание (9), получаем

$$U_{вх} = a E_и + a(\pm \beta U_{вых}),$$

откуда

$$a E_и = U_{вх} - a(\pm \beta U_{вых}).$$

Подставив значение $E_и$ в (2) и разделив числитель и знаменатель на $U_{вх}$, получим

$$K_{скв.ос} = \frac{a}{1 - (\pm \beta a U_{вых}/U_{вх})} \frac{U_{вых}}{U_{вх}}.$$

Тогда в окончательном виде выражение для сквозного коэффициента усиления каскада с ОС

$$K_{скв.ос} = K_{скв}/[1 - (\pm \beta K_{скв})]. \tag{10}$$

Знак при произведении $\beta K_{скв}$, называемом коэффициентом петлевого усиления, совпадает со знаком, соответствующим положительной или отрицательной ОС. Поэтому выражение (10) перепишем в виде

для ПОС

$$K_{скв.ос} = K_{скв}/(1 - \beta K_{скв}), \tag{11}$$

для ООС

$$K_{скв.ос} = K_{скв}/(1 + \beta K_{скв}) = K_{скв}/F_{скв}. \tag{12}$$

Выражения (11) и (12) определяют изменение усиления от введения ОС и зависимость свойств усилителя от параметров цепи ОС. Они являются основными для расчета усилителей с любым видом ОС (в зависимости от способа введения и снятия ОС изменяется только формула определения коэффициента ОС). Знаменатель выражения (12) $F_{скв} = 1 + \beta K_{скв}$ показывает, на сколько изменяется сквозной коэффициент усиления каскада при введении ОС и называется глубиной ОС. От его абсолютного значения, как это будет показано далее, существенно зависят все основные параметры усилителя, изменяясь пропорци-

онально ему. При расчетах обычно задаются первоначальным значением $F_{скв}$ от 2 до 4. При $F_{скв}<2$ ОС сравнительно мало влияет на свойства усилителя, а при $F_{скв}>4$ значительно уменьшается первоначальный коэффициент усиления.

Так как для усилителей на ПТ $K_{скв}=K$, то соотношение (11) и (12) соответственно принимают вид

$$K_{ос}=K/(1-\beta K) \qquad (13)$$

и

$$K_{ос}=K/(1+\beta K)=K/F, \qquad (14)$$

где $K_{ос}$ — коэффициент усиления каскада на ПТ с ОС; F — глубина ОС.

В ряде случаев цепь ОС можно представить в виде Г-образного делителя, состоящего из двух элементов (резисторы $R_{ос}$ и $R_т$ на рис. 5,*а*). Если цепь ОС включает в себя несколько резисторов, конденсаторов и катушек индуктивностей, то объединив их в параллельную и последовательную ветви ее ОС можно представить также в виде Г-образной эквивалентной схемы делителя.

Как следует из (12) и (14), при ООС коэффициент усиления напряжения для каскада или каскадов, охваченных ОС, уменьшается в $F_{скв}$ или F раз и, следовательно, выходное напряжение усилителя также уменьшается и становится равным $U_{вых.ос}=E_и K_{скв.ос}$ или $U_{вых.ос}=E_и K_{ос}$. Поэтому для сохранения на выходе каскада прежнего (до введения ОС) значения напряжения $U_{вых}$ следует увеличить напряжение сигнала на входе усилителя в $F_{скв}$ или F раз. Кстати, новые свойства усилителя с ОС и проявляются при условии, что $U_{вых.ос}=U_{вых}$.

На рис. 12 приведено семейство зависимостей для определения $K_{ос}$ в соответствии с формулами (13) и (14). Если известен коэффициент a, то этими графиками можно воспользоваться для определения $K_{скв.ос}$ как функции от $K_{скв}$.

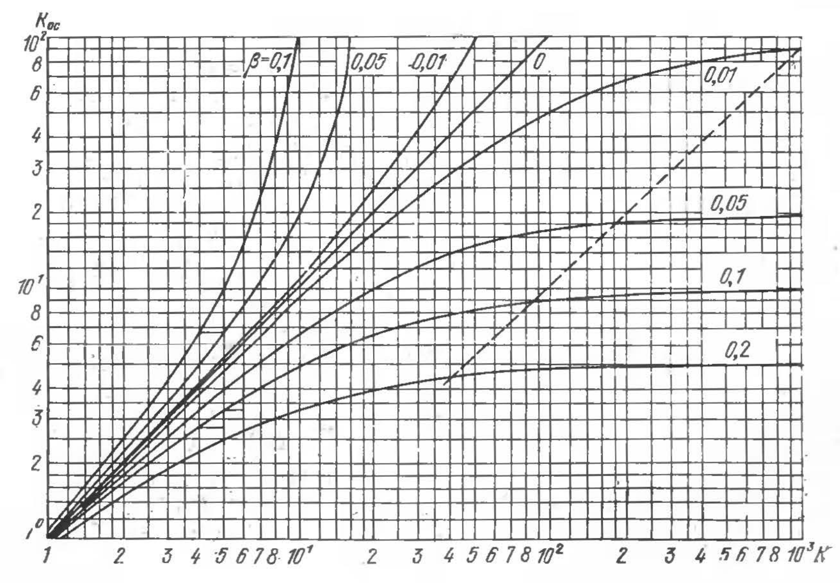


Рис. 12

На рис. 12 правее прямой линии $\beta=0$ (соответствующей усилителю без ОС) расположены кривые, характеризующие ООС. При больших значениях βK ($\beta K\gg 1$) соотношение (14) можно записать в упрощенном виде:

$$K_{ос}=K/(1+\beta K)\approx 1/\beta. \qquad (15)$$

Это также следует из рассмотрения зависимостей рис. 12 для различных значений β, где каждая кривая с увеличением K асимптотически приближается к значению, определяемому согласно (15). Если в усилителе с ОС это условие выполняется, то свойства такого усилителя определяются главным образом свойствами цепи ОС и, как видно из (15), его АЧХ и ФЧХ определяется по закону, обратному закону изменения АЧХ и ФЧХ цепи ОС.

Левее линии $\beta=0$ расположены кривые, характеризующие ПОС в соответствии с (13). С увеличением K (для любого выбранного значения β) $K_{ос}$ также увеличивается сначала сравнительно плавно, а затем при подходе к критическому значению $\beta_{кр}=1/K$ резко стремится к бесконечности. Последнее означает, что при достижении значения $\beta_{кр}$ усилитель теряет способность усиливать и превращается в автогенератор электрических колебаний.

5. АМПЛИТУДНО-ЧАСТОТНАЯ И ФАЗО-ЧАСТОТНАЯ ХАРАКТЕРИСТИКИ

Амплитудно-частотная характеристика усилительного каскада представляет собой зависимость его коэффициента усиления K от частоты f усиливаемых колебаний (рис. 13). Фазо-частотная характеристика усилительного каскада представляет собой зависимость вносимого им фазового сдвига φ от частоты колебаний f (рис. 14).

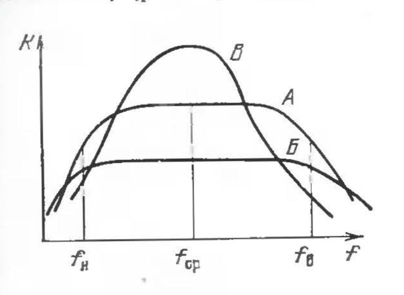


Рис. 13

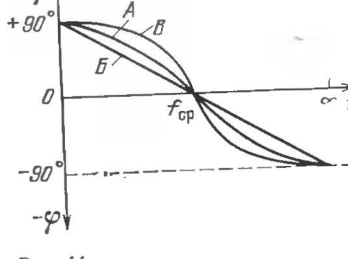


Рис. 14

Реактивные элементы — конденсаторы, катушки индуктивности, содержащиеся в усилителе, а также частотные свойства самого АЭ обусловливают зависимость коэффициента усиления от частоты и возникновение фазового сдвига. Вызванное их влиянием неравномерное усиление в диапазоне частот приводит к частотным и фазовым искажениям.

Частотные искажения оценивают по отклонению реальной АЧХ от горизонтальной прямой. Это отклонение выбрано мерой частотных искажений, ограничивающей весь диапазон частот от (0 до ∞) определенной полосой их пропускания с граничными частотами $f_н$ на левом склоне полосы пропускания и $f_в$ на правом. Середине полосы пропускания отвечает средняя частота $f_{ср}=\sqrt{f_н f_в}$. В области частот от $f_н$ до $f_в$ (область так называемых средних частот)

считают, что коэффициент усиления имеет постоянное значение и все остальные параметры можно принять не зависимыми от частоты. Обычно нижняя граничная частота $f_н$ и верхняя граничная частота $f_в$ выбираются на уровне, на котором усиление меньше в $\sqrt{2}$ (0,707) раз, или на 3 дБ, чем его значение на средней частоте $f_{ср}$. Для УНЧ за среднюю обычно принимают частоту 1 кГц.

Левее области средних частот расположена область нижних, простирающаяся от нуля примерно до $f_н$, а правее — верхних частот, простирающаяся примерно от $f_в$ до бесконечности.

В области нижних частот ограничение полосы пропускания резисторных УНЧ обусловлено разделительными и развязывающими конденсаторами. При $f_н \to 0$ фазовый сдвиг стремится к $\pi/2$.

В области верхних частот предельное ограничение полосы пропускания резисторных УНЧ вызвано ухудшением усилительных свойств транзистора, а также наличием паразитных, монтажных емкостей. С повышением частоты емкостное сопротивление падает, стремясь к нулю при $f_в \to \infty$. При $f_в \to \infty$ фазовый сдвиг стремится к $-\pi/2$.

При усилении сигналов звуковых частот частотные искажения приводят к изменению тембра звука, а при усилении телевизионных и других сложных сигналов они могут существенно изменить форму выходного сигнала.

Оценку частотных искажений проводят по нормированной АЧХ, у которой по оси ординат отложены отношения коэффициента усиления на любой частоте к коэффициенту усиления на средней частоте. Тогда отсутствие частотных искажений выражается прямой линией, проходящей на единичном уровне нормированной АЧХ. Так же нормируют и частоту, откладывая обычно по оси абсцисс отношение текущей частоты к одной из граничных частот $f_н$ или $f_в$ (для УНЧ), либо к резонансной частоте (для УВЧ или УПЧ).

Предположим, что без ОС каскад усилителя имеет АЧХ и ФЧХ, показанные соответственно на рис. 13 (кривая *А*) и рис. 14 (кривая *А*). Под действием ОС согласно формуле (10) изменяется коэффициент усиления каскада, а следовательно, и напряжение на его выходе. Последнее приводит к изменению напряжения ОС и результирующего напряжения на входе каскада. Однако изменение усиления каскада даже с частотно-независимой ОС происходит неравномерно в полосе частот и на ее краях. Это объясняется тем, что глубина ОС получается неодинаковой в пределах полосы частот и на ее краях. На средних частотах коэффициент усиления максимален. Следовательно, максимально и напряжение как ПОС, так и ООС. Поэтому увеличение усиления (при ПОС) и его уменьшение (при ООС) будут наибольшими. На краях полосы, где коэффициент усиления падает, уменьшается и напряжение ОС. Поэтому коэффициент усиления на краях повышается (при ПОС) или снижается (при ООС) меньше, чем в области средних частот. В результате происходит сужение полосы пропускания при ПОС (кривая *В* на рис. 13) и ее расширение при ООС (кривая *Б* на рис. 13). Чем больше петлевое усиление βK, тем эффективнее проявляется действие ОС: при ООС АЧХ становится равномернее и при ПОС сильнее сужается. Естественно, что граничные частоты, определяющие полосу пропускания, становятся иными, чем без ОС.

Увеличение глубины ООС приближает форму АЧХ к идеальной. Однако следует иметь в виду, что при большом числе каскадов и достаточно глубокой ООС может произойти подъем усиления на крайних частотах полосы пропускания (даже при спаде усиления на этих частотах до введения ОС). Этот подъем вызван появлением в этом случае ПОС (см. гл. 4). При охвате ОС меньшего числа каскадов (одного-двух) или при не очень глубокой ОС выбросы получаются небольшими. Их можно использовать полезным образом для некоторого расширения полосы равномерно пропускаемых частот.

В том случае, когда АЧХ усилителя без ОС имеет подъем усиления в одной из областей полосы пропускания, действие ПОС и ООС противоположно: первая увеличивает подъем, а вторая спрямляет его. Указанные свойства ПОС и ООС широко используют на практике. Когда нужно получить более узкую полосу пропускания, например в резонансных каскадах усиления, используют ПОС и, наоборот, для расширения полосы, например в высококачественных УНЧ или усилителях видеосигналов, используют ООС. Рассмотренные свойства ООС и ПОС используют также и при нейтрализации паразитных ОС (см. гл. 6 и 7).

Такое воздействие частотно-независимой ОС на АЧХ более характерно для ОС по напряжению, чем для ОС по току. Последняя в меньшей степени влияет на частотные искажения, а в УЗЧ и широкополосных усилителях ОС может вызвать увеличение частотных искажений в области верхних частот из-за увеличения выходного сопротивления каскада. Если же цепь ОС сделать частотнозависимой, то можно добиться не только спрямления АЧХ (при ООС), но и подъема ее на заданном участке.

Действие ОС на ФЧХ аналогично действию ее на АЧХ. Положительная ОС увеличивает фазовые искажения, а ООС уменьшает. Обычно при удовлетворении условий получения необходимой АЧХ одновременно удовлетворяются и требования к ФЧХ.

При широкополосном усилении сигналов представляет интерес параметр, называемый площадью усиления. Он определяется как произведение коэффициента усиления на полосу пропускания или на $f_в$ (при $f_в \gg f_н$) и характеризует усилительные способности каскада на выбранном АЭ. Конечность значения площади усиления накладывает ограничение на получение максимального усиления при заданной полосе пропускания или максимальной полосы пропускания при заданном коэффициенте усиления. Использование частотно-независимой ОС не изменяет площадь усиления каскада, а частотно-зависимая ОС при некоторых условиях может дать даже небольшой выигрыш в площади усиления.

6. АМПЛИТУДНАЯ И ДИНАМИЧЕСКАЯ ХАРАКТЕРИСТИКИ, НЕЛИНЕЙНЫЕ ИСКАЖЕНИЯ

Зависимость выходного напряжения (тока) усилительного каскада или усилителя от входного напряжения (тока) выражается амплитудной характеристикой (рис. 15). На значительном участке она представляет собой прямую линию, начинающуюся почти из начала координат (от уровня собственных шумов усилителя $U_ш$) и доходящую до таких амплитуд сигнала $U_{вх.макс}$, при которых заметно сказывается нелинейность характеристик АЭ. Таким образом, амплитудная характеристика дает возможность определить пределы изменения напряжений $U_{вх}$ и $U_{вых}$ (тока $I_{вх}$ и $I_{вых}$), для которых усилитель с заданной точностью можно рассматривать как линейную систему (согласно рис. 15 в пределах $U_ш < U_{вых} < U_{вых.макс}$).

Для упрощения рассмотрения действия ОС на амплитудную характеристику предположим, что входной сигнал представляет собой колебание синусоидаль-

ной формы с постоянной амплитудой и частотой. Допустим, что напряжение на выходе усилителя искажено: отрицательная полуволна имеет амплитуду меньшую, чем положительная. Если усилитель охватить ООС по напряжению, то напряжение на выходе цепи ОС также будет иметь несимметричные полуволны: большая — положительная, меньшая — отрицательная. Поэтому в результате действия ООС больше ослабится положительная полуволна и меньше — отрицательная и, как следствие, форма колебания на выходе усилителя станет более симметричной, т. е. нелинейные искажения сигнала уменьшатся.

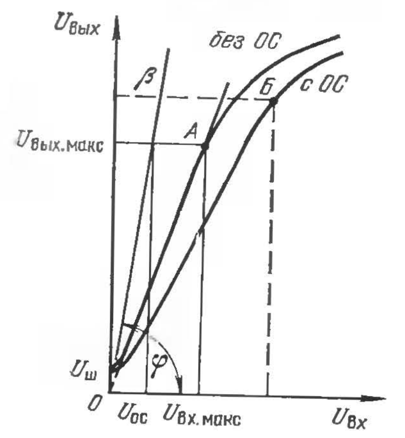


Рис. 15

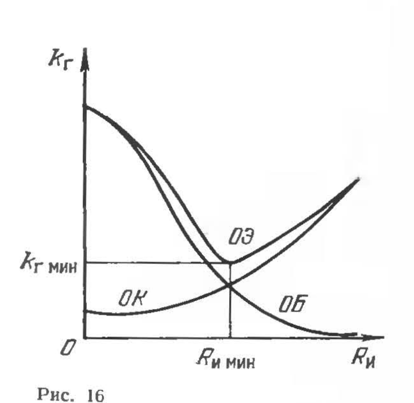


Рис. 16

Влияние ООС на амплитудную характеристику усилителя несложно пояснить графическим способом (ПОС увеличивает нелинейность амплитудной характеристики и поэтому не представляет практического интереса). Характеристика цепи ОС представляет собой прямую с углом наклона φ (рис. 15), который можно найти из уравнения

$$\operatorname{ctg} \varphi = \beta = U_{oc}/U_{вых.ос}. \quad (16)$$

При действии ОС для восстановления на выходе усилителя прежнего значения напряжения $U_{вых}$ необходимо напряжение от источника сигнала увеличить на значение напряжения U_{oc}. Следовательно, амплитудную характеристику усилителя с ОС можно получить из амплитудной характеристики усилителя без ОС смещением вправо абсцисс последней на значения U_{oc}. Из такого построения непосредственно следует линеаризующее действие ООС.

При сильной ОС, когда $K_{oc}=1/\beta$, амплитудная характеристика усилителя на значительном участке представляет собой прямую линию с углом наклона, определяемым из (16).

Как следует из графика на рис. 15 и уравнения $U_{вых.ос}/U_{вых}=1+\beta K_{скв}=F_{скв}$, ОС позволяет при заданной степени искажений увеличить входную и выходную амплитуды в $F_{скв}$ раз.

Используя экспериментально снятые амплитудные характеристики усилителя с ОС и без нее, можно определить: глубину ОС (при условии $U_{вх}=U_{вх.ос}=\text{const}$); коэффициент ОС (при условии $U_{вых}=U_{вых.ос}=\text{const}$).

Это позволит в конечном итоге сравнить параметры и характеристики, полученные путем расчета и экспериментально.

Как известно, отклонение амплитудной характеристики усилителя от линейного закона приводит к нелинейным искажениям, суть которых заключается в том, что в выходном сигнале появляются колебания с частотами, которые отсутствуют в первоначальном сигнале, и тем самым изменяется спектральный состав и форма усиленного выходного сигнала.

Наибольшие нелинейные искажения вносит оконечный каскад усилителя, так как он работает при достаточно больших амплитудах входного сигнала.

Уровень нелинейных искажений оценивают коэффициентом гармоник $k_г$. Нелинейные искажения на слух незаметны, если $k_г$ мал ($k_г<0{,}2$—$0{,}5\%$). В усилителях среднего качества $k_г=3$—5%, а высшего качества $k_г=0{,}5$—1%.

Рассмотрим влияние ООС по напряжению на работу оконечного каскада усилителя. Вследствие нелинейных искажений в выходном сигнале каскада наряду с колебаниями, содержащимися во входном сигнале, появляется ряд высших гармоник — продукты нелинейности.

Поскольку ток ОС представляет часть выходного тока, то создаваемое им напряжение ОС также содержит продукты нелинейности. Вследствие того, что напряжение ООС подается на вход АЭ в противофазе с входным сигналом, то выходной ток, вызванный напряжением ОС, будет также в противофазе с выходным током каскада. В результате это уменьшит нежелательные амплитуды высших гармонических колебаний. Так с помощью ООС уменьшаются продукты нелинейности, создаваемые АЭ в каскаде усиления. Одновременно с их уменьшением снижается и мощность усиливаемого сигнала на выходе усилителя. Для ее восстановления на вход усилителя следует подать напряжение сигнала, увеличенное в $F_{скв}$ раз. При этом амплитуда выходного сигнала восстанавливается до прежнего значения, т. е. до значения, которое она имела бы в отсутствие ОС. Однако рост нелинейных искажений, который казалось бы, мог возникнуть с увеличением амплитуды входного сигнала, на самом деле не происходит, так как результирующее напряжение на входе активного элемента $U_{вх.ос}$ останется таким же, как и до введения ОС. Следовательно, амплитуды всех гармоник выходного тока, возникающих за счет нелинейности, также будут уменьшены в $F_{скв}$ раз. Таким образом, ООС уменьшает $k_г$ прямо пропорционально глубине ОС, т. е. коэффициент гармоник каскада с ОС $k_{г.ос}=k_г/F_{скв}$.

В каскаде с БТ образование продуктов нелинейности вызывается в основном двумя причинами: нелинейностью входной цепи транзистора и нелинейностью проходной и выходной его характеристик. На уровень нелинейных искажений влияют также амплитуда входного сигнала и сопротивления источника сигнала $R_и$ и нагрузки $R_н$.

На рис. 16 приведена зависимость $k_г$ от сопротивления источника сигнала $R_и$ для трех схем включения транзистора: с ОЭ, ОБ и ОК. Как видно из рассмотрения рис. 16, БТ вносит наибольшие нелинейные искажения при использовании его по схеме с ОЭ. Наименьших нелинейных искажений можно добиться, включая его по схемам с ОБ и с ОК. Поэтому в оконечных каскадах высоколинейных усилителей желательно применять схему включения с ОБ или с ОК, а включение транзистора по схеме с ОЭ целесообразно использовать в предварительных каскадах, где отдаваемая ими мощность и напряжение сигнала гораздо меньше, чем в оконечном каскаде.

Следует заметить, что нелинейные искажения, возникающие из-за перегрузки оконечного каскада при сильных входных сигналах, ограничивают динамический диапазон изменения их выходных амплитуд, определяемый отноше-

нием $U_{вых.макс}/U_m$ (см. рис. 15). Для усиления всего диапазона входных напряжений, динамические диапазоны по входу и выходу должны быть по крайней мере равны. Однако чаще всего динамический диапазон изменения входных сигналов больше динамического диапазона усилителя, что приводит к появлению нелинейных искажений при усилении сигнала. Расширение динамического диапазона усилителя можно получить с помощью ООС. Это расширение будет прямо пропорционально глубине ОС.

7. ВХОДНОЕ И ВЫХОДНОЕ СОПРОТИВЛЕНИЯ УСИЛИТЕЛЯ

Прежде чем перейти к рассмотрению влияния ОС на входное сопротивление усилителя, напомним некоторые из известных положений. Входным сопротивлением усилительного каскада или усилителя в целом называют сопротивление переменному току между зажимами, на которые поступает напряжение сигнала. Входное сопротивление последующего каскада усилителя обычно подключается параллельно сопротивлению нагрузки предыдущего и, шунтируя последнее, уменьшает усиление предыдущего каскада. Это характерно для усилительных каскадов на БТ, входное сопротивление которых соизмеримо, а иногда и меньше сопротивления нагрузки. При использовании ПТ и электронных ламп, имеющих входное сопротивление, значительно большее, чем сопротивление нагрузки, влияние входного сопротивления можно не учитывать.

В отсутствие ОС входное сопротивление АЭ определяется свойствами его межэлектродного промежутка, на который поступает сигнал от источника сигнала или предыдущего каскада. Чаще всего входное сопротивление АЭ в области верхних частот можно представить в виде параллельного соединения резистора и конденсатора, имитирующего межэлектродную и монтажную емкости на входных зажимах АЭ. Поэтому с повышением частоты входное сопротивление каскада без ОС уменьшается и его шунтирующее действие на сопротивление нагрузки предыдущего каскада проявляется сильнее. Это вызывает падение усиления с повышением частоты входного сигнала.

Как уже было сказано ранее (см. гл. 1, § 2), действие внешней ОС на входное сопротивление зависит только от способа подачи напряжения ОС на вход усилителя (последовательная или параллельная ОС). Определим входное сопротивление для схемы с последовательной ОС по напряжению (рис. 5,*а*). Обозначим входное сопротивление каскада с учетом действия ОС $R_{вх.ос}=U_{вх.ос}/I_{вх}$ и в отсутствие ее $R_{вх}=U_{вх}/I_{вх}$. Полагая, что под действием ОС напряжение сигнала не изменяется, имеем

$$U_{вх.ос}=U_c=U_{вх}-(\pm U_{ос}),$$

где $U_{ос}$ — напряжение на выходе цепи ОС. Знак (+) соответствует ПОС, а знак (—) — ООС.

Разделим все члены предыдущего уравнения на $I_{вх}$, тогда получим

$$\frac{U_{вх.ос}}{I_{вх}}=\frac{U_{вх}}{I_{вх}}-\frac{(\pm U_{ос})}{I_{вх}}.$$

Обозначим $U_{ос}/I_{вх}=R_{ос}$, тогда

$$R_{вх.ос}=R_{вх}-(\pm R_{ос})=R_{вх}[1-(\pm R_{ос})/R_{вх}]=$$
$$=R_{вх}[1-(\pm U_{ос})/U_{вх}]=R_{вх}[1-(\pm\beta K_{скв})]. \quad (17)$$

Таким образом, под действием ОС произошло изменение входного сопротивления каскада на значение $R_{ос}=R_{вх}\beta/K_{скв}$. С физической точки зрения такое изменение входного сопротивления объясняется изменением тока во входной цепи каскада вследствие того, что напряжение сигнала, прикладываемое непосредственно ко входу АЭ, изменилось под действием напряжения ОС.

Для ПОС соотношение (17) принимает вид

$$R_{вх.ос}=R_{вх}-R_{ос}=R_{вх}(1-\beta K_{скв}), \quad (18)$$

а для ООС

$$R_{вх.ос}=R_{вх}+R_{ос}=R_{вх}(1+\beta K_{скв}). \quad (19)$$

Насколько изменилось входное сопротивление в результате действия ОС, нетрудно определить из (17) делением его членов на $R_{вх}$. Тогда $R_{вх.ос}/R_{вх}=1-(\pm\beta K_{скв})$ или для ПОС $R_{вх.ос}/R_{вх}=1-\beta K_{скв}$ и для ООС $R_{вх.ос}/R_{в}=1+\beta K_{скв}$.

Выражение (18) показывает, что последовательная ПОС уменьшает входное сопротивление, при определенных значениях оно может стать равным нулю или даже отрицательным. Последний эффект связывают с понятием «отрицательного» сопротивления, которое связано с отдачей энергии и, следовательно, в общем случае, с генерированием колебаний (см. гл. 4). Последовательная ООС, как это видно из (19), увеличивает входное сопротивление, что полезно используется на практике (см. гл. 3).

При параллельной ОС, как это следует из рассмотрения рис. 2,*а*, результирующий входной ток определяется из уравнения

$$I_{вх.ос}=I_{вх}\pm I_{ос}, \quad (20)$$

где $I_{ос}$ — ток в цепи ОС, а $I_{вх}=I_c$.

При неизменном значении $U_{вх}$ увеличение тока (при ПОС) означает уменьшение входного сопротивления каскада, а уменьшение тока (при ООС) — его увеличение.

Представим (20) в следующем виде:

$$I_{вх.ос}=I_{вх}\pm I_{ос}=\frac{U_{вх}}{R_{вх}}+\frac{U_{вх}-(\pm U_{вых})}{R_{ос\,1}}.$$

Обозначив входную проводимость каскада без ОС $Y_{вх}=1/R_{вх}$ и проводимость цепи ОС $Y_{ос}=1/R_{ос}$, выразим входную проводимость каскада с учетом действия ОС

$$Y_{вх.ос}=\frac{I_{вх.ос}}{U_{вх}}=\frac{1}{R_{вх}}+\frac{1-(\pm U_{вых}/U_{вх})}{R_{ос}}=Y_{вх}+Y_{ос}[1-(\pm K_{скв})] \quad (21)$$

или для ПОС

$$Y_{вх.ос}=Y_{вх}+Y_{ос}(1-K_{скв})=Y_{вх}-Y_{ос}(K_{скв}-1) \quad (22)$$

и для ООС

$$Y_{вх.ос}=Y_{вх}+Y_{ос}(1+K_{скв}). \quad (23)$$

Таким образом, действие параллельной ОС на входное сопротивление вызывает эффект, противоположный действию последовательной ОС. Так, параллельная ПОС, как это видно из (22), увеличивает входное сопротивление каскада до бесконечно большого значения [при $Y_{вх}=Y_{ос}(K_{скв}-1)$] и можно по-

лучить отрицательное сопротивление, подобно последовательной ПОС. В то же время параллельная ООС уменьшает входное сопротивление каскада.

Выходное сопротивление усилительного каскада или усилителя в целом — это сопротивление переменному току между его выходными зажимами, с которых снимается усиленное напряжение сигнала. Влияние ОС на выходное сопротивление зависит только от способа присоединения цепи ОС к выходной цепи (ОС по напряжению или ОС по току).

Выходное сопротивление для схем ОС по напряжению (см. рис. 2,*а*) и ОС по току (см. рис. 3,*а*) можно найти способом, аналогичным тому, которым было найдено входное сопротивление для последовательной и параллельной схем ОС. Однако нахождение окончательного выражения представляет некоторые математические трудности. Поэтому, опуская промежуточные выкладки, запишем окончательные выражения для определения выходного сопротивления $R_{вых.ос}$ усилительного каскада:
для ПОС по напряжению

$$R_{вых.ос} = R'_{вых}/(1-\beta K_{скв}), \qquad (24)$$

для ООС по напряжению

$$R_{вых.ос} = R'_{вых}/(1+\beta K_{скв}), \qquad (25)$$

для ПОС по току (без учета $R_н$, подключаемой параллельно $R_{вых.ос}$)

$$R_{вых.ос} = (R_{вых}+R_т)(1-\beta K_{скв}), \qquad (26)$$

для ООС по току (без учета $R_н$, подключаемой параллельно $R_{вых.ос}$)

$$R_{вых.ос} = (R_{вых}+R_т)(1+\beta K_{скв}). \qquad (27)$$

Сравнивая действия ОС на выходное сопротивление усилительного каскада без ОС согласно (24)—(27), приходим к следующим выводам: для ПОС по напряжению с возрастанием $K_{скв}$ (при постоянных остальных параметрах) выходное сопротивление вначале увеличивается, далее становится бесконечно большим (при $\beta K_{скв}=1$), а затем приобретает отрицательное значение, уменьшающееся по абсолютному значению; при ООС по напряжению выходное сопротивление с возрастанием $K_{скв}$ падает; положительная ОС по току с увеличением $K_{скв}$ (при постоянных остальных параметрах) вначале уменьшает выходное сопротивление, затем оно становится равным нулю и далее приобретает отрицательное значение, которое с ростом $K_{скв}$ увеличивается по абсолютному значению; при ООС по току выходное сопротивление с увеличением $K_{скв}$ возрастает.

8. УСТОЙЧИВОСТЬ РАБОТЫ, СТАБИЛЬНОСТЬ ПАРАМЕТРОВ И ХАРАКТЕРИСТИК УСИЛИТЕЛЯ

Во избежание потери устойчивости и превращения усилителя с ОС в автогенератор необходимо удовлетворить некоторым требованиям к амплитуде и фазе колебаний при прохождении последних по петле ОС. Из теории колебаний известно, что самовозбуждение в электрической системе с ОС наступает при двух определенных условиях: в замкнутой цепи (петле ОС) коэффициент передачи (усиления) должен быть равен единице ($\beta K_{скв}=1$), а сумма всех фазовых сдвигов $\delta\varphi$, которые получает колебание при одноразовом обходе петли

ОС, должна быть равна $2k\pi$ (где $k=1, 2, ..., n$ — натуральный ряд чисел), т. е. 0°, 360°, 720° и т. д.[1]. Частота, на которой последнее условие выполняется, и есть частота возникающих колебаний. Если не выполняется хотя бы одно из условий (баланса амплитуд или баланса фаз), то самовозбуждение не наступает, и система способна усиливать сигналы.

Рассматривая уравнения (11) и (12), можно прийти к следующим выводам. Частотно-независимая ООС, в принципе, не вызывает генерирования колебаний, так как для нее не выполняется условие фазового баланса. Генерирование может возникнуть в определенных выше условиях только при ПОС, и опасность его возникновения в усилителе тем больше, чем ближе значение петлевого усиления $\beta K_{скв}$ к единице.

Как уже было отмечено при рассмотрении влияния ОС на АЧХ и ФЧХ, зависимость коэффициента передачи (усиления) и фазового сдвига от частоты обусловлена реактивными элементами, присутствующими в цепях межкаскадной связи и АЭ. Кроме того, фазовый сдвиг зависит от типовой схемы включения АЭ (инвертирующий или неинвертирующий каскад). В наиболее распространенных резистивных широкополосных усилителях на достаточно низких частотах (значительно ниже $f_в$) каждой цепью, состоящей из разделительного конденсатора и резистора межкаскадной связи, вносится сдвиг по фазе, в пределе равный 90°, а на высоких частотах (значительно выше $f_в$) каждый каскад вносит сдвиг по фазе, в пределе равный —90° и определяемый входной емкостью каскада и выходным сопротивлением нагрузки предыдущего каскада. Следовательно, суммарный сдвиг фазы не превышает 270°. Поэтому однокаскадный резистивный УНЧ работает стабильно и практически не возбуждается при любой глубине ОС.

Двухкаскадные резистивные усилители включают по крайней мере, две разделительные цепи связи, вызывающие на низких частотах предельный сдвиг фазы 180°, а также две цепи, действующие подобным образом и на высоких частотах. Это (с учетом сдвига фаз, который может внести типовая схема включения АЭ) принципиально может привести к трансформации в некоторой области как низких, так и высоких частот одного вида ОС в другой, например отрицательной в положительную.

Если усилитель состоит из нескольких (двух и более) каскадов, то обычно стремятся охватить ОС весь усилитель. При этом существенно усложняется выполнение условий устойчивости усилителя из-за возрастания суммарного фазового сдвига в петле ОС, особенно при использовании трансформаторов, обладающих индуктивностью рассеяния. Известно, что трансформатор в зависимости от согласованного или встречного включения его обмоток может внести сдвиг фаз, соответственно равный 0° или 180°. Индуктивность рассеяния трансформатора, особенно при емкостной нагрузке на его выходе, приводит к такому дополнительному сдвигу фаз в области высоких и превышающих их во много раз частотах, что при введении ОС на этих частотах могут создаться условия генерирования колебаний даже в двухкаскадном УНЧ.

Таким образом, чем большее число каскадов охватывается ООС, тем больше вероятность получения дополнительного фазового сдвига 180° на частотах, близких к границам полосы пропускания, и, следовательно, больше опасность самовозбуждения. Это сильно ограничивает эффективность применения общей ООС в многокаскадном усилителе и тесно связано с проблемой обеспечения устойчивости его работы. Практически установлено, что двухкаскадный рези-

стивный усилитель работает устойчиво в любых условиях при глубине ООС, равной не более 5—6, трехкаскадный — не более 4—5.

Следует заметить, что действие ПОС при удовлетворении только фазового условия приводит на соответствующих частотах и вблизи них к подъему АЧХ, возрастающему с приближением коэффициента петлевого усиления к единице. Итак, чтобы усилительный каскад выполнял свои прямые функции линейного усиления, нужно избегать таких условий его работы, при которых напряжение ОС, возникающее во входной цепи или вводимое в нее намеренно, было равно напряжению на входе АЭ и совпадало с ним по фазе. При ООС (правее линии $\beta=0$, рис. 12) изменение коэффициента усиления $K_{ос}$ уменьшается с ростом коэффициента усиления собственно усилителя K. Это соответствует повышению стабильности усилителя. Графически поясним это на примерах изменения коэффициентов усиления $K_{ос}$ и K, верных при любом β. Так, возьмем кривую с $\beta=0,1$ (см. рис. 12) и первоначальный коэффициент усиления $K=5$. Допустим, что от изменения температуры и напряжения питания коэффициент усиления снизился до 4, т. е. изменился в 1,25 раза. При этом, как это видно из графика, $K_{ос}$ изменился только в 1,18 раза. При увеличении K в 1,2 раза коэффициент $K_{ос}$ изменится в 1,12 раза. Таким образом, при действии ООС $K_{ос}$ изменяется меньше, чем K. Это уменьшение изменения $K_{ос}$ становится заметнее с ростом K и β. При значениях этих параметров, лежащих правее пунктирной линии (см. рис. 12), практически при любом K изменение $K_{ос}$ не превышает 10%, и можно принять, что $K_{ос}=1/\beta$. Следовательно, введение ООС повышает стабильность работы усилителя.

При ПОС (левее линии $\beta=0$) характер изменения $K_{ос}$ при вариации K обратный. При том же коэффициенте ОС ($\beta=0,1$) и тех же пределах изменений K (в 1,2 раза) $K_{ос}$ изменяется больше (в 1,5 раза), чем K, и при определенном условии ($K=1/\beta$) эти изменения становятся бесконечно большими, что приводит к самовозбуждению. Таким образом, ПОС увеличивает нестабильность усиления.

В общем случае стабильность параметров усилителя с ООС увеличивается в $F_{скв}$ раз, будучи различной в зависимости от формы АЧХ для разных частот. Повышение стабильности усилителя с ООС по напряжению означает, в частности, меньшую зависимость $U_{вых.ос}$ от изменения сопротивления нагрузки $R_н$, т. е. стабилизацию выходного напряжения. Для схемы с ООС по току имеет место аналогичная стабилизация выходного тока.

Следует отметить одно из свойств ООС: чем больше изменения K, тем эффективнее она действует на них, сглаживая неравномерности АЧХ; при $K_{ос}=1/\beta$ АЧХ усилителя определяется только АЧХ цепи ОС. Если цепь ОС содержит только пассивные элементы, то усиление при выполнении этого условия становится практически независимым от напряжения источника электропитания, старения и изменения параметров АЭ, т. е. становится более стабильным. При этом следует обратить особое внимание на повышение стабильности элементов цепей ОС, тем более, что сама ОС на их стабильность не влияет.

Для уменьшения фазовых сдвигов необходимо принимать специальные меры при конструировании каскадов усиления. Например, желательно сводить к минимуму влияние реактивных элементов, особенно таких, как индуктивность рассеяния обмоток трансформатора. Избежать этого можно только исключив трансформатор из петли ОС. В большинстве УНЧ напряжение ОС снимается со вторичной обмотки выходного трансформатора для того, чтобы уменьшить вносимые им нелинейные искажения. Тогда необходимая фаза сигнала на выходе цепи ОС обеспечивается правильным подключением выводов обмоток трансформатора к цепям усилителя. Напомним, что при согласованном включении обмоток фаза не изменяется, а при встречном она изменяется на 180°, т. е. поменяв выводы одной из обмоток, можно изменить фазу на 180°. Это правило следует использовать при отладке собранного усилителя с ОС. Напряжение ОС чаще всего подается в цепь эмиттера или истока транзистора, что оказывается возможным и удобным при любом числе каскадов.

В сложных многокаскадных усилителях, особенно собранных на основе интегральных микросхем, обеспечение устойчивой работы при больших значениях петлевого усиления (глубокая ОС) представляет трудную задачу. Ее решение требует применения различных специальных цепей из резисторов и конденсаторов, вносящих необходимое затухание и сдвиг фазы на частоте возникновения генерации. Они, в общем случае, могут и не входить в состав цепи ОС, охватывающей весь усилитель, а составлять часть цепи местной ОС в отдельных его каскадах. Ту же функцию выполняют и корректирующие резистивно-емкостные цепи, особенно распространенные в усилителях на интегральных микросхемах (см. гл. 8). Действие их в простейшем случае сводится к ограничению (уменьшению) полосы пропускания и уменьшению фазового сдвига со стороны высоких частот АЧХ в отдельных каскадах усилителя.

В усилителе ОС (положительная или отрицательная) может возникать также из-за паразитных связей: емкостных, индуктивных, гальванических и др. Такие связи, как правило, не поддаются расчету, поэтому их (в основном ПОС) ослабляют различными способами (см. гл. 7).

ГЛАВА ТРЕТЬЯ

ОТРИЦАТЕЛЬНАЯ ОБРАТНАЯ СВЯЗЬ И ПРАКТИЧЕСКИЕ СХЕМЫ ЕЕ ПРИМЕНЕНИЯ

9. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

Рассмотрение в предыдущих главах влияния ОС на параметры и характеристики отдельных усилительных каскадов и усилитель в целом позволяет сделать обобщающие выводы о некоторых практически полезных свойствах ООС. Использование ООС снижает все виды искажений, в том числе линейные, связанные с неравномерностью АЧХ и ФЧХ, и нелинейные, вызываемые нелинейностью амплитудных характеристик усилителя. Кроме того, она понижает уровень внутренних (внутри петли ОС) помех, таких как шумы элементов усилителя, фон от источника питания и т. п.

Введение ООС повышает стабильность характеристик и параметров усилителя, делая их малозависимыми или независимыми от смены или старения АЭ, изменения внешней температуры, колебаний сопротивления нагрузки или напряжения питания и других факторов. Все это достигается простыми средствами, без применения сложных устройств автоматической регулировки, в чем большое преимущество ООС перед другими видами стабилизации.

Следует заметить, что все показатели усилителя с ООС и без нее сравниваются при условии, что их выходные напряжения одинаковы, а для этого входное напряжение в усилителе с ООС нужно повысить в $F_{скв}$ раз. Такое

увеличение входного напряжения или, что то же, понижение коэффициента усиления каскада является своеобразной «платой» за улучшение всех других параметров и характеристик усилителя. Однако это понижение усиления в большинстве случаев не является существенным препятствием для широкого использования ООС: его можно компенсировать некоторым повышением усиления в предыдущих (предварительных) каскадах, где уровень сигналов и, как следствие, вносимые ими искажения незначительны.

При выборе того или иного вида ОС лучшие результаты дает использование последовательной ОС по напряжению, особенно в оконечных каскадах УНЧ на транзисторах. Это связано с тем, что такая ОС увеличивает входное и уменьшает выходное сопротивление каскада, что улучшает условия согласования его параметров с параметрами предыдущего и последующего каскадов или нагрузкой на выходе усилителя. Типичными усилителями с таким видом ОС являются транзисторные каскады с ОК или общим стоком, называемые эмиттерным и истоковыми повторителями. Без них не обходится, за редким исключением, ни один многокаскадный усилитель.

В практических схемах УНЧ широко применяется как последовательная, так и параллельная ОС по напряжению, реже — местная последовательная ОС по току, обычно в виде незашунтированного емкостью резистора в цепи эмиттера или истока транзистора [6]. В большинстве многокаскадных УЗЧ чаще всего встречаются частотно-независимая ООС, при которой коэффициент передачи β цепи ОС выражается действительным числом, т. е. не зависит от частоты. Ее использование для улучшения тех или иных показателей усилители приводит одновременно к ненужному избыточному расширению полосы пропускания. Учитывая, что площадь усиления не зависит от такого вида ОС, можно понижение усиления, вызванное действием ООС (особенно в широкополосных усилителях), компенсировать увеличением сопротивления нагрузки до такого значения, при котором полоса пропускания и усиление каскада или усилителя с ОС станут такими, какими они были до введения ОС. При этом сохраняются все остальные свойства каскада с ООС.

Еще большими возможностями воздействия на АЧХ и ФЧХ обладает частотно-зависимая ООС. Она изменяет АЧХ усилителя по закону, обратному закону изменения коэффициента передачи β цепи ОС от частоты. Этим объясняется ее широкое использование в усилителях для разнообразных изменений их АЧХ и ФЧХ, в частности, для корректирования (исправления) АЧХ в области нижних и верхних частот УНЧ и широкополосных усилителей, получения стабильных резонансных характеристик и др.

10. СТАБИЛИЗАЦИЯ СТАТИЧЕСКИХ РЕЖИМОВ КАСКАДА

Для стабилизации режима работы транзистора можно применить цепи, создающие ООС по постоянному и переменному току. Данная ОС позволяет стабилизировать режим каскада усиления на постоянном токе, т. е. ослабить влияние на его работу разброса параметров и характеристик транзистора, а также изменений теплового режима и питающих напряжений.

Рассмотрим схему усилительного каскада с ОЭ (рис. 17). В нем стабилизация режима работы осуществляется поддержанием выбранных значений токов коллектора и базы. Для этого необходимо, чтобы изменения первоначальных токов коллектора и базы (или напряжения на ней) были противоположны

по знаку и пропорциональны по значению. Полной аналогией в этом отношении является принцип поддержания постоянства тока стока ПТ в схеме с ОИ, когда приращение тока стока компенсируется противоположным по знаку и соответствующим по значению приращением напряжения на затворе. Подобная связь между выходной и входной цепями усилительного каскада — параллельная ООС по напряжению, влияющая на значение постоянных токов во входных и выходных цепях транзистора.

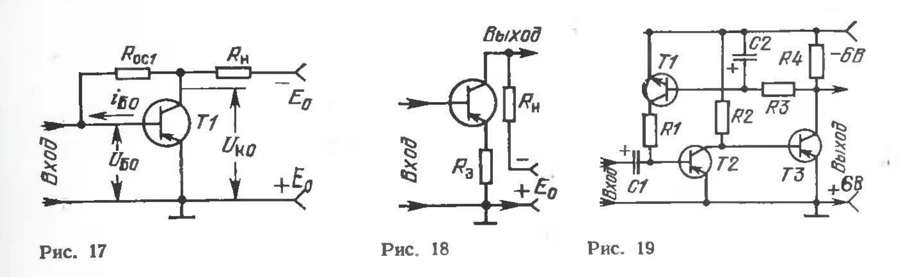


Рис. 17 Рис. 18 Рис. 19

Предположим, что из-за повышения температуры или напряжения питания первоначальный ток коллектора увеличился. При этом падение напряжения на сопротивлении нагрузки $R_н$ повысится и через резистор $R_{ос1}$ на базу транзистора будет подано уменьшенное напряжение, которое вызовет снижение тока базы. Последнее приведет к тому, что ток коллектора также уменьшится, почти сохранив свое первоначальное значение.

Для расчета эффективности стабилизации режима в таком усилительном каскаде можно воспользоваться формулами (12) и (14). Как видно, эффективность зависит от сопротивления резистора $R_н$. При малых его значениях напряжение на коллекторе изменяется незначительно и поэтому слабо влияет на ток базы. Сопротивление резистора в цепи ОС $R_{ос1}$ определяется из условия получения рабочего значения постоянного тока базы $I_{Б0}$

$$R_{ос\,1} = (U_{К0} - U_{Б0})/I_{Б0}, \tag{28}$$

где $U_{К0}$ и $U_{Б0}$ — постоянные напряжения соответственно на коллекторе и базе транзистора, определяющие режим работы усилительного каскада.

В большинстве случаев при расчете $R_{ос1}$ значением $U_{Б0}$ из-за его малости по сравнению с $U_{К0}$ практически можно пренебречь, округляя полученное значение $R_{ос1}$ до ближайшего меньшего, соответствующего номинальному значению выпускаемых резисторов.

Для стабилизации режимов транзисторов на постоянном токе этот вид ОС можно использовать и в многокаскадном усилителе. Например, в трехкаскадном усилителе такая ОС может быть осуществлена включением резистора $R_{ос1}$ между коллектором последнего каскада и базой первого.

Для стабилизации режима АЭ используют и последовательную ООС по току (рис. 18). Здесь ОС по переменному и постоянному току осуществляется включением резистора $R_э$ в цепь эмиттера. Как известно (см. гл. 1, § 2), действие такой ОС по переменному току увеличивает входное сопротивление каскада, благодаря чему облегчаются условия межкаскадного согласования, а ее действие по постоянному току стабилизирует режим каскада. Так при увеличении тока коллектора возрастает падение напряжения на сопротивлении резис-

тора $R_э$, вследствие чего напряжение и ток базы уменьшаются, что препятствует увеличению тока коллектора. В схеме рис. 18 ОС по переменной составляющей может быть устранена шунтированием резистора $R_э$ конденсатором большой емкости.

Повысить эффективность рассмотренных схем стабилизации режима работы можно применением усилителя постоянного тока (УПТ) с так называемой автоподстройкой режима транзисторов одновременно в нескольких каскадах. На рис. 19 приведена принципиальная схема такого УНЧ. Каскады с ОЭ на транзисторах *Т2* и *Т3* составляют собственно усилитель, а усилительный каскад на транзисторе *Т1* обеспечивает усиленную параллельную ООС по постоянному напряжению, с помощью которой стабилизируется режим работы транзисторов *Т2* и *Т3* усилителя. Цепь ОС состоит из *RC*-фильтра низких частот (резистор *R3* и конденсатор *С2*), пропускающего лишь постоянный ток и его медленные изменения с выхода усилителя (нагрузочный резистор *R4*) через усилительный каскад на транзисторе *Т1* и резистор *R1* на вход усилителя.

Стабильная работа такого усилителя при значительных колебаниях окружающей температуры и питающего напряжения достигается тем, что каскад автоподстройки на транзисторе *Т1* фактически контролирует выходное напряжение на коллекторе транзистора *Т3* и с помощью транзистора *Т2* изменяет его режим. Здесь впервые встречается активная цепь ОС, т. е. цепь, в которой напряжение ОС усиливается дополнительным активным элементом. Так как стабильность цепей ОС нельзя изменять с помощью самой ОС, то следует обратить внимание на выбор режима каскада на транзисторе *Т1*.

Принципиальная схема УНЧ с автоподстройкой режима транзисторов, предложенная И. Т. Акулиничевым, приведена на рис. 20. В этой и других схемах транзисторы ранних выпусков можно заменить более современными. Звездочкой (*) помечены элементы, параметры которых могут изменяться в процессе подбора режима работы конкретного транзистора. Такой усилитель хорошо работает в радиоприемнике, телевизоре или электропроигрывателе.

Первый каскад УНЧ собран на транзисторе с ОЭ, второй выполнен на составном транзисторе *Т3—Т4* (см. § 12). В коллекторную цепь последнего включен выходной трансформатор *Тр1*. В качестве сопротивления нагрузки в коллекторной цепи транзистора *Т2* применен резистор *R2*.

Третий каскад на транзисторе *Т1* осуществляет подстройку режима первых трех транзисторов по постоянному току. Для этого падение напряжения

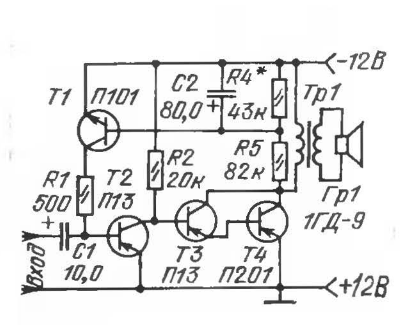


Рис. 20

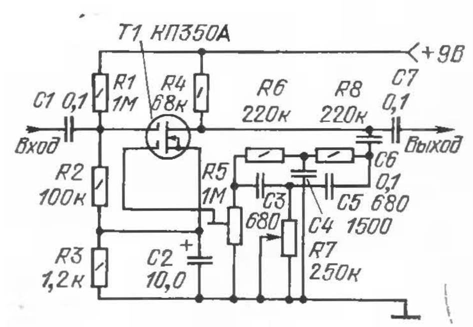


Рис. 21

на первичной обмотке выходного трансформатора *Тр1* через делитель напряжения на резисторах *R4** и *R5* подается на базу транзистора *Т1* и используется в качестве управляющего напряжения. Сопротивление постоянному току первичной обмотки трансформатора *Тр1* примерно 5 Ом. При прохождении коллекторного тока транзистора *Т4*, равного примерно 200—250 мА, возникает падение напряжения постоянного тока, равное 1—1,25 В (током маломощного транзистора *Т3* можно пренебречь, так как он значительно меньше тока выходного транзистора *Т4*). Конденсатор *С2* в цепи ОС шунтирует цепь управления режимом на частотах входного сигнала, т. е. усиленный сигнал не проходит по цепи ОС.

Рассмотренный усилитель прост в налаживании, которое заключается в подборе сопротивления резистора *R4**. Выходной трансформатор *Тр1* намотан на магнитопроводе из трансформаторной стали сечением 4 см². Его первичная обмотка содержит 300 витков (провод ПЭЛ 0,33), вторичная (для громкоговорителя 1ГД-9) — 100 витков (провод ПЭЛ 0,51).

При изменении напряжения источника питания в 2—3 раза от номинального усилитель с автоподстройкой режима сохраняет высокую работоспособность в отличие от обычных, которые при изменении напряжения питания, например на ±15%, значительно изменяют свои номинальные показатели.

11. СЕЛЕКТИВНЫЕ УСИЛИТЕЛИ

Простой селективный усилитель в диапазоне звуковых частот на ПТ можно собрать по схеме, приведенной на рис. 21. Поступающий на верхний (по схеме) затвор транзистора *Т1* сигнал усиливается и через конденсатор *С7* подается на вход следующего каскада усиления. С выхода каскада (резистор *R4*) сигнал через двойной Т-образный мост, состоящий из резисторов *R6—R8* и конденсаторов *С3—С5*, подается на другой, нижний (по схеме) затвор. Так образуется частотно-зависимая цепь отрицательной ОС по напряжению. Ее глубина устанавливается резистором *R5*. Квазирезонансная частота усилителя определяется параметрами моста и в небольших пределах ее можно изменять переменным резистором *R7*. Для сопротивления резистора *R7*, равного 110 кОм, емкости конденсаторов *С3—С5* и соответствующие квазирезонансные частоты можно найти из табл. 1.

Таблица 1

Емкости конденсаторов, пФ	Квазирезонансная частота, Гц						
	150	300	600	1200	2400	4800	9600
С3, С5	5600	2700	1300	680	330	160	82
С4	12000	6200	3000	1500	750	360	180

Для сужения полосы пропускания УПЧ с повышенной средней частотой (более нескольких мегагерц) можно также использовать ООС. В резонансном усилителе, схема которого приведена на рис. 22, селективным элементом является широкополосный пьезокерамический фильтр. Он включен в обычный каскад усиления с ОЭ между коллектором и базой транзистора *Т1* и образует

цепь параллельной ООС по напряжению. Благодаря действию ООС, глубина которой минимальна на резонансной частоте и увеличивается пропорционально уходу от нее в ту или другую сторону, полоса пропускания усилителя сужается. Переменным резистором *R1* можно в небольших пределах изменять глубину ООС и тем самым регулировать усиление и полосу пропускания. При использовании пьезокерамических фильтров типов ПФ1П со средней частотой

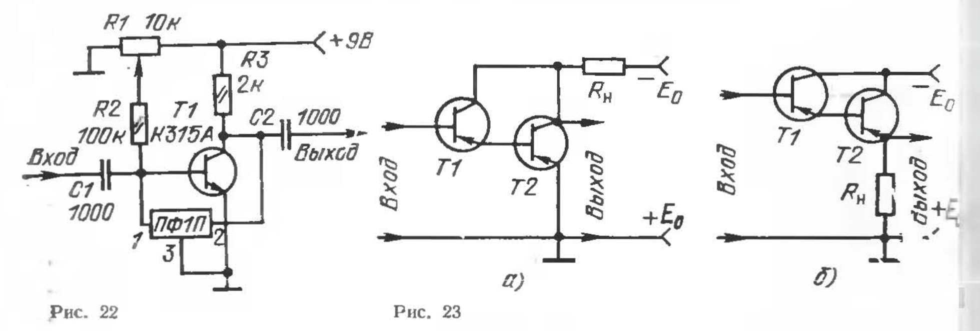


Рис. 22 Рис. 23

465±2 кГц полоса пропускания получается в пределах 500—1000 Гц. Внутреннее сопротивление источника сигнала должно быть равным нагрузочному сопротивлению фильтра со стороны выхода (для ПФ1П — 1 кОм).

12. СОСТАВНЫЕ ТРАНЗИСТОРЫ

Некоторые свойства БТ можно существенно улучшить, соединив их по два или более так, как это показано на рис. 23. В результате получается как бы один эквивалентный транзистор с тремя внешними выводами электродов: базы, эмиттера и коллектора, который, как и обычный БТ, для усиления сигналов можно включать по схемам с ОЭ, ОК или ОБ. Однако свойства такого соединения транзисторов, называемого составным транзистором, отличаются от свойств отдельных транзисторов, в нее входящих.

Наибольший интерес представляет составной транзистор при включении отдельных БТ по схемам с ОЭ (назовем такое соединение — составной транзистор с ОЭ) (рис. 23,*а*) и с ОК (назовем такое соединение — составной транзистор с ОК) (рис. 23,*б*). Статические коэффициенты передачи тока базы для составного транзистора с ОЭ

$$h_{21\,\text{сост}} = h_{21\,\text{Э}1} + h_{21\,\text{Э}2} + h_{21\,\text{Э}1}\,h_{21\,\text{Э}2} \qquad (29)$$

и с ОК

$$h_{21\,\text{К сост}} = h_{21\,\text{сост}} + 1 \approx h_{21\,\text{сост}}, \qquad (30)$$

где индексы «Э1» и «Э2» указывают на отношение параметра к первому и второму каскадам с ОЭ.

Согласно (29), (30) усиление тока составным транзистором с ОЭ и с ОК может достигать нескольких тысяч единиц при использовании обычных БТ, у которых $h_{21}>40$. Однако в распоряжении радиолюбителя часто имеются БТ, такие, как П13—П15, МП39, П401, П423А, со значительно меньшим коэффициентом передачи тока $h_{21}=10$—20. В обычных схемах усиления такие транзисторы потребуют большего числа каскадов, что может привести к усложнению конструкции, неустойчивой работе из-за появления ОС через источник питания

и другим нежелательным последствиям. Более целесообразно использовать их как элементы составных транзисторов. Это эквивалентно применению в усилительном каскаде БТ, параметры которого не уступают параметрам БТ с бóльшим коэффициентом передачи тока базы. Для этого БТ должны работать в нормальном режиме по постоянным токам и напряжениям. Однако для однотипных транзисторов это условие не выполняется, так как ток $I_{\text{Э}1}$ должен быть при этом равен току $I_{\text{Б}2}$, который в нормальном режиме работы значительно меньше токов $I_{\text{Э}1}$ и $I_{\text{Э}2}$ (приблизительно в h_{21} раз). Такой режим (с пониженным $I_{\text{Э}1}=I_{\text{Б}2}$) приведет к уменьшению усиления тока составным транзистором и, следовательно, к ухудшению других его свойств, например к снижению граничной частоты $f_{\text{т}}$.

Практически это затруднение устраняется несколькими способами. При однотипных БТ между эмиттером *T1* — базой *T2* и общим заземляемым проводом включают транзистор *T3*, коллекторный ток которого равен $(I_{\text{Э}1}-I_{\text{Б}2})$ (рис. 24), или резистор, через который протекает ток, равный $(I_{\text{Э}1}-I_{\text{Б}2})$. Последний способ менее желателен, так как несколько ухудшает параметры составного транзистора. При разнотипных транзисторах второй БТ можно выбрать более мощным (с бóльшими токами), но с током базы, равным току эмиттера предыдущего БТ.

Входное сопротивление составного транзистора с ОЭ при небольшом сопротивлении нагрузки $R_{\text{н}}$ на низких частотах

$$R_{\text{вх.сост}} \approx h_{11\text{Э}2}\,h_{21\,\text{Э}1}, \qquad (31)$$

а при тех же условиях входное сопротивление составного транзистора с ОК

$$R_{\text{вх К сост}} \approx 1/2\,h_{22\,\text{Э}2}, \qquad (32)$$

где $h_{21\text{Э}2}$ — коэффициент передачи тока базы вторым БТ.

Выходное сопротивление составного транзистора с ОЭ

$$R_{\text{вых.сост}} \approx 1/h_{21\,\text{Э}2}\,h_{22\,\text{Э}2} \qquad (33)$$

и с ОК

$$R_{\text{вых К сост}} = (1-2)\,r_{\text{Э}2}. \qquad (34)$$

где $r_{\text{э}2}$ — сопротивление эмиттерного перехода транзистора *T2* (оно обратно пропорционально току эмиттера и при токе эмиттера 1 мА составляет около 25 Ом); $h_{22\text{Э}2}$ — выходная проводимость второго БТ.

Как видно из формул (31)—(34), значения входных сопротивлений получаются значительно бóльшими, чем у каждого из используемых БТ.

Следует помнить, что одним из недостатков составного транзистора является большой остаточный (начальный) ток коллектора, который с повышением температуры может нарушить нормальную работу усилительного каскада. Для уменьшения остаточного тока целесообразно выполнять составной транзистор на БТ разной мощности или использовать кремниевые транзисторы, у которых остаточный ток на 2—3 порядка меньше, чем у германиевых. Кроме того, уменьшению остаточного тока помогает шунтирование цепи эмиттер *T1* — база *T2* однотипных *БТ* резистором или транзистором *T3* (см. рис. 24).

Граничная частота составного транзистора с ОЭ или с ОК немного ниже наиболее низкочастотного из примененных. Хотя произведение $h_{21\text{сост}}$ на граничную частоту $f_{h21\text{сост}}$ составного транзистора с ОЭ много больше $f_{\text{т}}$ каждо-

го из использованных в схеме БТ, составной транзистор не позволяет усиливать более высокие частоты, тем одиночный, так как его усиление с ростом частоты падает много быстрее. Резкое падение усиления затрудняет корректирование АЧХ составного транзистора, что препятствует использованию его в широкополосных усилителях.

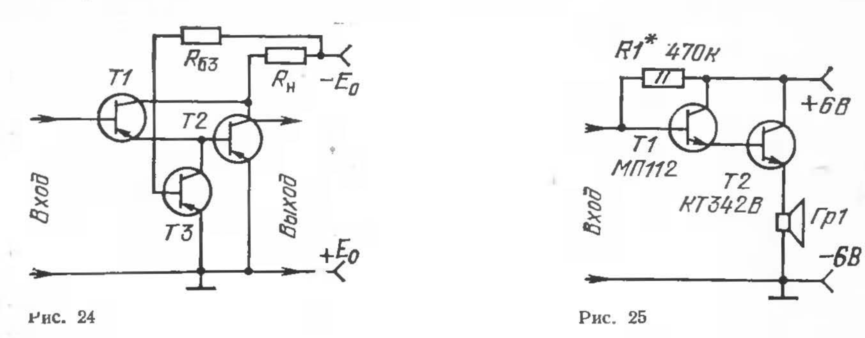


Рис. 24

Рис. 25

На составном транзисторе с ОК (или составном эмиттерном повторителе) можно собрать простейший оконечный усилитель звуковых частот, схема которого приведена на рис. 25. Для получения высокого входного сопротивления (более 300 кОм) транзисторы *T1* и *T2* выбраны с бо́льшим значением h_{21}. Нагрузкой усилителя служит громкоговоритель *Гр1* с сопротивлением 5 Ом. Усилитель развивает выходную мощность 0,2 Вт при напряжении питания 6 В.

13. ТОНКОМПЕНСИРОВАННЫЙ РЕГУЛЯТОР ГРОМКОСТИ

Один из существенных недостатков простейшей схемы регулирования усиления (громкости) переменным резистором с большим сопротивлением во входной цепи УНЧ связан с тем, что при уменьшении усиления одинаково уменьшается напряжение всех звуковых частот сигнала. На высоких частотах возможно значительное уменьшение напряжения из-за влияния входной емкости АЭ. Это существенно нарушает верность воспроизведения, зависящую от особенностей нашего слуха.

Известно, что чувствительность уха к звуковым колебаниям зависит от их частоты и уровня громкости. При различных уровнях громкости низшие и высшие звуковые частоты воспринимаются хуже, чем средние. Поэтому на них требуется больше звуковое давление для получения одинаковой громкости. Высокая верность воспроизведения получается тогда, когда одновременно с изменением уровня громкости изменяется форма АЧХ усилителя в соответствии с кривыми равной громкости (см. рис. 28).

Для этого схему регулирования громкости усложняют, вводя в нее дополнительные частотно-зависимые цепи коррекции. Такие регуляторы называются тонкомпенсированными, так как позволяют скомпенсировать ослабление чувствительности к низким и высоким частотам при малых уровнях громкости.

На рис. 26 и 27 приведены предложенные В. В. Долгих и В. И. Долгих практические схемы транзисторного и лампового каскадов с компенсированным регулированием усиления. Они позволяют построить простой высококачественный регулятор громкости. Его действие основано на одновременном изменении усиления и глубины частотно-зависимой ООС, охватывающей усилительный каскад, при перемещении движка переменного резистора *R1*. На рис. 28 показаны АЧХ такого каскада с компенсированным регулированием (пунктирные линии) и кривые равной громкости (сплошные линии).

Необходимая частотная зависимость в области низших звуковых частот определяется емкостью конденсатора *C3*, а емкость конденсатора *C1* влияет на

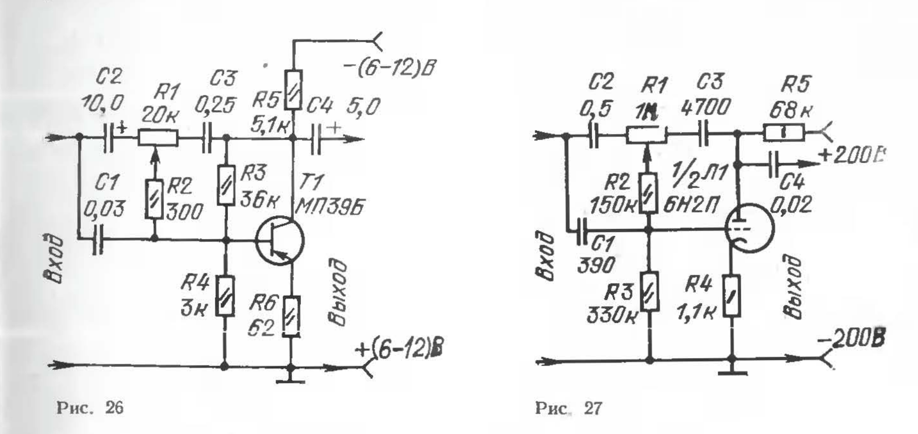


Рис. 26

Рис. 27

нее в области высших звуковых частот. Для уменьшения ослабляющего влияния ОС на высших частотах переменный резистор *R1* подключается ко входу усилителя через ограничительный резистор *R2*. Для стабилизации режима усилительного прибора применяется ООС по току с помощью резистора *R6* в цепи эмиттера (см. рис. 26) или *R4* в цепи катода триода (см. рис. 27). Она не влияет на характеристики, задаваемые тонкомпенсированной цепью ОС, так как является частотно-независимой ОС.

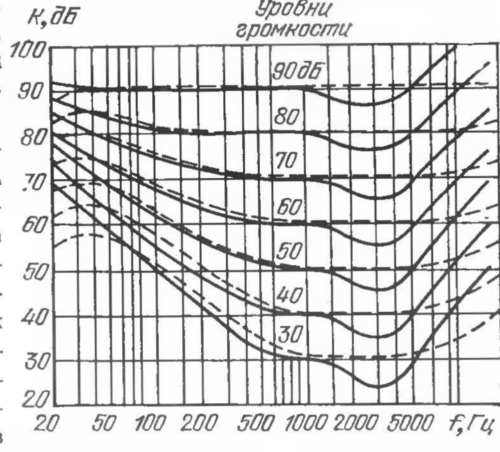


Рис. 28

Одной из особенностей каскада с тонкомпенсацией является зависимость его входного сопротивления от положения движка переменного резистора *R1*. Применение такого каскада непосредственно на входе УНЧ приводит к нежелательному взаимному изменению его регулировочных и частотных характеристик и частотных характеристик источников звукового сигнала (радиоприемник, звукосниматель, магнитофон). Исключить такое влияние можно включением развязывающего (буферного) каскада между источником сигнала и входом каскада с тонкомпенсацией. При сравнительно большом напряжении, поступающем от источника сигнала, наилучшим развязывающим каскадом будет соответственно эмиттерный, истоковый или катодный повторитель.

Другой особенностью является снижение плавности регулирования при малых и больших уровнях усиления. Поскольку минимальными и максимальными громкостями пользуются сравнительно редко, а при средних громкостях плавность регулирования повышается, то это облегчает пользование регулятором громкости, в котором используется переменный резистор типа А.

На рис. 29 приведена другая, более сложная схема двухкаскадного усилителя, в котором при регулировании громкости переменным резистором *R1* получается практически полная тонкомпенсация. Это достигнуто введением между первым каскадом УНЧ, выполненным по схеме с ОК (эмиттерным повторите-

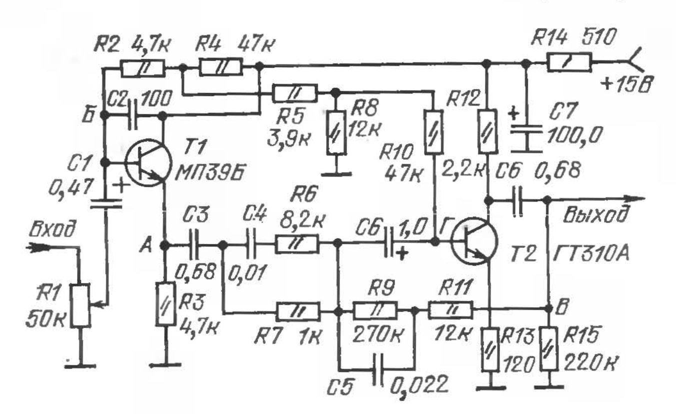


Рис. 29

лем) на транзисторе *T1*, и вторым, выполненным по схеме с ОЭ на транзисторе *T2*, двух цепей ОС: частотно-зависимой между точками *А* и *В* (в основном через конденсаторы *C3*—*C5* и резисторы *R6*, *R7*, *R9*, *R11*) и частотно-независимой между точками *Б* и *Г* (в основном через резисторы *R2*, *R5*, *R8*, *R10*). Параметры элементов цепи частотно-зависимой ООС должны как можно меньше отличаться от указанных на рис. 29. В последнем каскаде также применена местная частотно-независимая ООС по току (резистор *R13*). В описанном усилителе можно применить практически любые БТ соответствующей полярности с малым уровнем шума.

14. РЕГУЛЯТОРЫ ТЕМБРА

При прослушивании радиопередач или звукозаписей часто для достижения высокохудожественного звучания приходится подбирать положение регулятора тембра по низким и высоким частотам. Заметное на слух изменение тембра передачи звука происходит, если регуляторы тембра позволяют изменять усиление на данной частоте не менее чем на 6 дБ (в 2 раза). Чтобы можно было в широких пределах изменять тембр звучания, регуляторы тембра должны обеспечивать изменение усиления до 15—20 дБ на крайних частотах звукового диапазона.

При конструировании регуляторов тембра следует помнить о том, что каскад, в котором регулирование тембра осуществляется частотно-зависимыми цепями ООС, не должен охватываться никакими другими петлями ОС, так как действие последних отрицательно скажется на глубине регулирования тембра.

Для раздельного регулирования тембра по высоким и низким частотам звукового диапазона можно применить предложенную О. Артюховым схему, приведенную на рис. 30. В этом УНЧ каскад на транзисторе *T1* охвачен двумя цепями глубокой частотно-зависимой ООС по току, которая создается напряжением ОС на резисторе *R4* в цепи эмиттера.

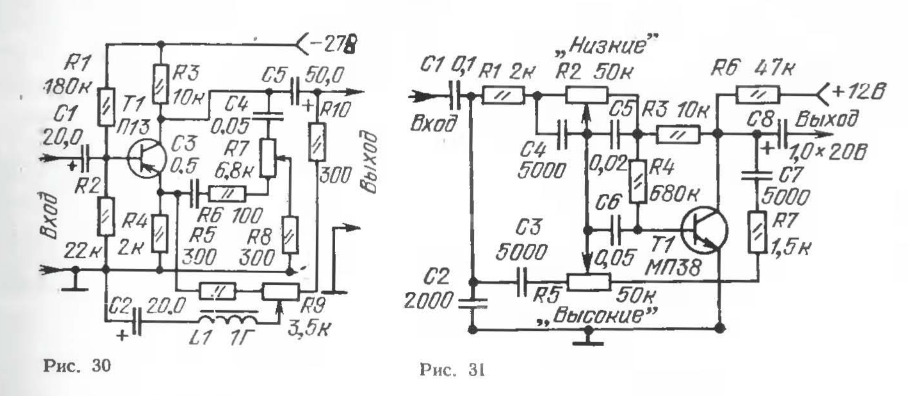


Рис. 30

Рис. 31

В области верхних частот регулирование тембра осуществляется потенциометром *R7*. В верхнем положении его движка ОС максимальна и усиление падает. Кроме того, ослабление высоких частот вызвано тем, что емкость конденсатора *C4* и небольшое сопротивление резистора *R8* шунтируют сопротивление нагрузки каскада (резистор *R3*). В нижнем (по схеме) положении его движка сопротивление резистора *R4* шунтируется емкостью конденсатора *C3* и небольшим сопротивлением резисторов *R6* и *R8*.

Регулирование в области нижних частот осуществляется потенциометром *R9*. В левом (по схеме) положении его движка резонансный контур, образованный последовательным соединением конденсатора *C2* и катушки индуктивности *L1*, через небольшое сопротивление резистора *R5* шунтирует сопротивление резистора *R4*, а в правом — через небольшое сопротивление резистора *R10* — сопротивление нагрузки *R3* транзистора *T1*.

Таким способом можно регулировать уровень нижних и верхних частот полосы пропускания усилителя в весьма широких пределах (±15 дБ) практически без взаимного влияния корректирующих цепей ОС. В области средних частот, где нет частотной коррекции, усиление каскада по напряжению близко к единице.

При налаживании цепей регулирование тембра к выходу каскада следует подключать резистор, сопротивление которого равно входному сопротивлению последующего каскада усиления.

Другая схема транзисторного каскада усиления с раздельным регулированием тембра приведена на рис. 31. Как и в предыдущей схеме, регулирование основано на использовании двух частотно-зависимых цепей для создания ООС по напряжению как в области верхних (цепочка из конденсаторов *C3*, *C6*, *C7* и резисторов *R5* и *R7*), так и в области нижних частот (цепочка из конденсаторов *C4*, *C5*, и резисторов *R2*, *R3*). В крайних правых положениях движков переменных резисторов *R2* и *R5* глубина ОС наибольшая и, следовательно, максимально ослабление как в области нижних, так и в области верхних частот.

В ламповых усилителях также возможно регулирование тембра с использо-

ванием частотно-зависимой ООС по напряжению. Схема такого усилителя приведена на рис. 32. Вследствие глубокой ОС коэффициент усиления каскада, выполненного на лампе *Л2*, на средней частоте звукового диапазона близок к единице. Цепь ОС в области верхних частот образована конденсаторами *С4, С6* и резистором *R6*, а в области нижних частот — конденсаторами *С3, С5, С6* и резисторами *R3—R5, R7*. Когда движки потенциометров *R4* (регулятор нижних частот) и *R6* (регулятор верхних частот) находятся в среднем положении, АЧХ усилителя прямолинейна в рабочей полосе частот. По мере их перемещения влево или вправо уменьшается или увеличивается глубина ОС, а это, в свою очередь, приводит к увеличению или уменьшению усиления в соответствующих областях частот полосы пропускания усилителя. Следует отметить, что даже при максимальных подъемах АЧХ на краях звукового диапазона глубина ОС остается достаточно большой, что обеспечивает минимальные нелинейные искажения.

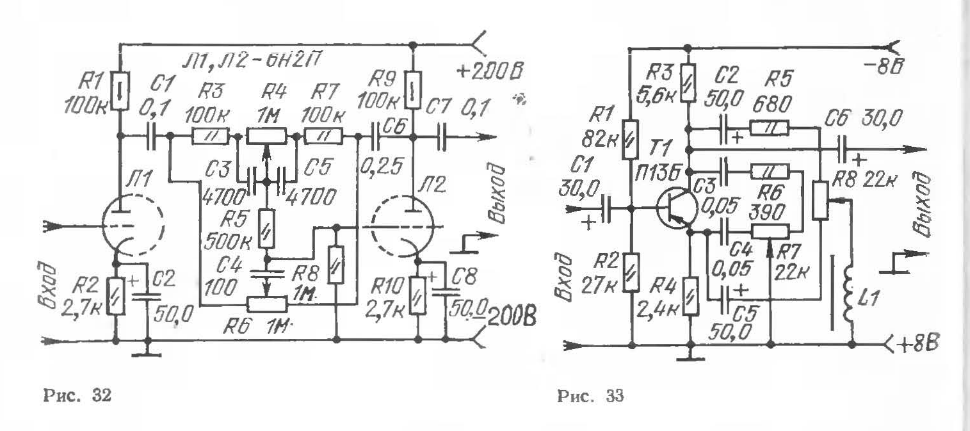


Рис. 32

Рис. 33

Раздельное регулирование тембра с помощью цепей ООС по току можно также осуществить в первом каскаде двухтранзисторного усилителя, схема которого предложена А. Синельниковым и приведена на рис. 33. Как и в схеме транзисторного усилителя на рис. 30, в рассматриваемом усилителе напряжение ООС по току снимается с резистора *R4* в цепи эмиттера каскада на транзисторе *Т1*. Частотно-зависимая ООС в области верхних частот образуется цепью, состоящей из конденсаторов *С3, С4* и резисторов *R6, R7*, а в области нижних частот — цепью, состоящей из конденсаторов *С2, С5* и резисторов *R5, R8* и катушки индуктивности *L1*.

При перемещении движка потенциометра *R7* влево (по схеме) сопротивление резистора *R4* шунтируется емкостью конденсатора *С4*, глубина ОС в области верхних частот уменьшается и создается подъем АЧХ в этой области. При его перемещении вправо емкость конденсатора *С3* шунтирует сопротивление нагрузки каскада (резистор *R3*), что приводит к «завалу» АЧХ в области верхних частот.

Аналогично действует и потенциометр *R8* в области нижних частот, создавая подъем АЧХ (в крайнем нижнем положении движка) или ее «завал» (в крайнем верхнем положении движка). На форму АЧХ в области верхних частот положение движка потенциометра *R8* влияет мало, так как к движку подключена катушка индуктивности *L1*, имеющая большое сопротивление для высоких частот и малое для низких.

Если движки потенциометров *R7* и *R8* находятся в средних положениях, коэффициент усиления каскада на транзисторе *Т1* из-за глубокой ООС приблизительно равен 1,5.

Емкости конденсаторов *С2—С5* должны как можно точнее соответствовать обозначенным на схеме. Рабочее напряжение электролитических конденсаторов не менее 6 В. Постоянные и переменные резисторы могут быть любых типов. Катушка индуктивности *L1* намотана на тороидальном ленточном магнитопроводе ОЛ 10/16-6,5 из пермаллоя марки 79НМ, толщина ленты 0,05 мм и содержит 380—420 витков провода ПЭВ-2 диаметром 0,15—0,25 мм. Ее индуктивность 0,5—0,6 Г.

При резонансном подъеме части АЧХ усилителя в некотором диапазоне частот, дополнительно усиливающем спектр частот, характерных для человеческого голоса, происходит выделение его из окружающего музыкального или шумового фона. Голос становится более выразительным и разборчивым; у слушателя создается впечатление, что человек находится перед ним (совсем рядом), т. е. присутствует в одном помещении. Отсюда это явление получило название «эффекта присутствия».

Весьма заметный «эффект присутствия» можно создать с помощью сравнительно простого усилительного устройства, принципиальная схема которого приведена на рис. 34. Основой его является усилительный каскад на транзисторе *Т1*, охваченный частотно-зависимой цепью ООС. Дополнительный подъем усиления на 12 дБ (максимально) на средней частоте 2,5 кГц обеспечивается двойным Т-образным мостом, образованным резисторами *R5—R7* и конденсаторами *С2—С4* в цепи ОС. Резистором *R3* регулируется желаемое значение подъема, максимум которого ограничивается $h_{21э}$ транзистора. Желательно выбрать транзистор с $h_{21} \geqslant 50$.

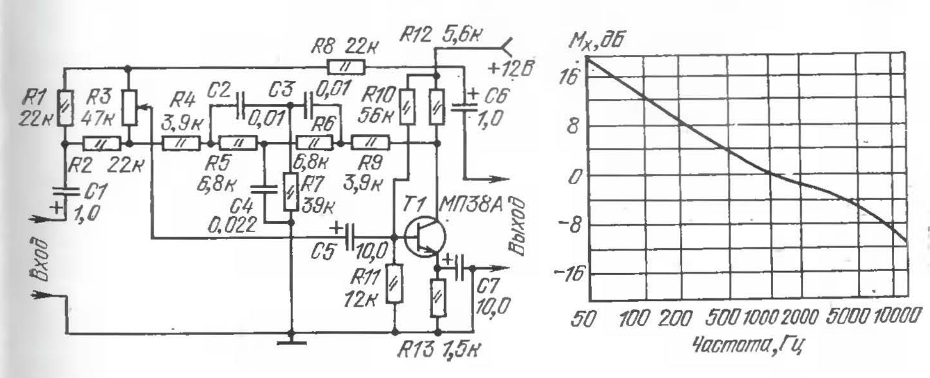


Рис. 34

Рис. 35

Усилительный каскад выполняется как один из узлов многокаскадного УНЧ или в виде приставки к нему и включается между источником звукового сигнала и первым каскадом УНЧ. Налаживание сводится к выбору сопротивления резистора *R10*, устанавливающего режим работы транзистора *Т1* на постоянном токе.

15. ПРЕДВАРИТЕЛЬНЫЕ УСИЛИТЕЛИ ЗВУКОВЫХ ЧАСТОТ

Повышение требований к качеству воспроизведения стереофонических грамзаписей привело к применению электромагнитных звукоснимателей, отличающихся значительно более равномерной АЧХ, но, к сожалению, и меньшей отдачей, чем распространенные пьезокерамические звукосниматели. Использование электромагнитного звукоснимателя дает заметный эффект, если ко входу основного усилителя подключить предварительный усилитель с соответствующей АЧХ. Он должен обладать очень малым собственным шумом, большим усилением и не вносить заметных искажений даже при работе с максимальным сигналом. Вследствие неравномерности АЧХ звукоснимателя своеобразной должна быть и АЧХ усилителя. Она должна иметь равномерный подъем нижних частот и «завал» верхних относительно характерной точки на частоте 1 кГц (в этой точке относительное выходное напряжение M_x, взятое в децибелах, принимается равным нулю), как это показано на рис. 35.

Рис. 36

На рис. 36 приведена схема предварительного усилителя, в котором применена частотно-зависимая последовательная ООС по напряжению из коллекторной цепи транзистора *T2* в цепь эмиттера транзистора *T1*. Цепь ООС состоит из конденсаторов *C3—C5* и резисторов *R3—R5*. Коэффициент усиления по напряжению (на частоте 1 кГц) около 90 (или 39 дБ) и входное сопротивление около 47 кОм. Усиление на частотах ниже и выше 1 кГц скорректировано так, что результирующая АЧХ звукоснимателя и предварительного усилителя оказывается равномерной в полосе частот от 20 Гц до 20 кГц. Для стабилизации режима работы транзисторов *T1* и *T2* использована параллельная ООС по току (резисторы *R8*, *R9*, *R6*).

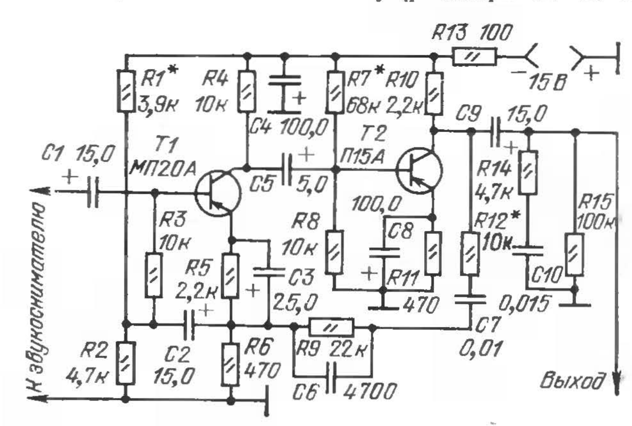


Рис. 37

Предварительный усилитель можно собрать на малошумящих транзисторах по другой схеме, приведенной на рис. 37. Применение глубокой частотно-зависимой ООС по току (резистор *R6*) и по напряжению (цепь из конденсаторов *C6*, *C7* и резисторов *R9*, *R12**) позволило не только скорректировать АЧХ усилителя, но и стабилизировать режим работы транзисторов. Рассмотренный усилитель обладает следующими параметрами: коэффициент усиления по напряжению 100 (или 40 дБ), максимальное выходное напряжение сигнала (при коэффициенте нелинейных искажений 1%) 4,5 В, динамический диапазон изменения выходной мощности (от уровня внутреннего шума до максимального выходного напряжения) 85 дБ, потребляемый ток 5 мА.

16. БЕСТРАНСФОРМАТОРНЫЕ УСИЛИТЕЛИ ЗВУКОВЫХ ЧАСТОТ

Отсутствие выходного трансформатора в усилителе позволяет значительно уменьшить его массу и габариты, исключает подбор или самостоятельное изготовление трансформатора, улучшает АЧХ, уменьшает нелинейные искажения, упрощает изготовление усилителя и его наладку. Поэтому не случаен повышенный интерес к бестрансформаторным транзисторным усилителям. Применение ОС в таких усилителях улучшает их характеристики и стабильность работы.

На рис. 38 показана схема простейшего двухтранзисторного бестрансформаторного усилителя. Сигнал, поступающий в цепь базы транзистора *T1*, предварительно усиливается им и затем подается непосредственно (без разделительного конденсатора) на базу транзистора *T2*, выполняющего функцию двухтактного выходного каскада.

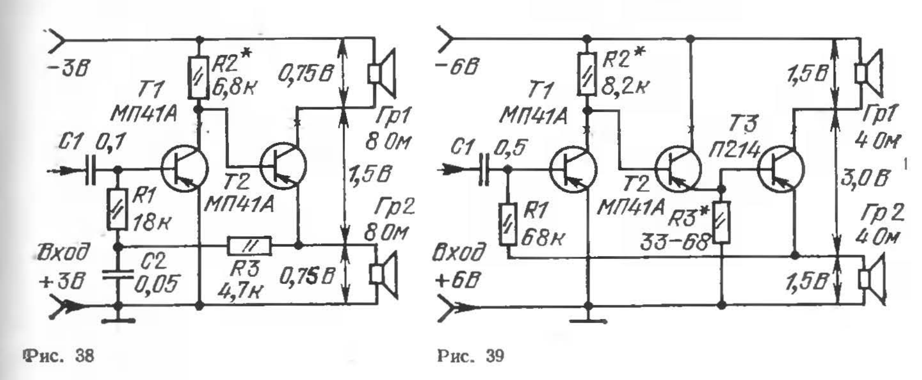


Рис. 38

Рис. 39

Усилитель охвачен частотно-зависимой ООС по напряжению, подаваемой с эмиттера транзистора *T2* через цепь *R3*, *C2*, *R1* на вход усилителя. Чем больше емкость конденсатора *C2*, тем меньше глубина ОС и больше усиление в области верхних частот. Изменяя значение *C2*, можно получать АЧХ с различным значением полосы пропускания (вплоть до 35 кГц). При емкости конденсатора *C2*, равной 0,05 мкФ, АЧХ практически прямолинейна на частотах выше 1 кГц; на частоте 500 Гц усилитель имеет уровень частотных искажений 2 дБ, а затем АЧХ круто падает так, что на частоте 100 Гц наблюдается полный «завал»

АЧХ (усиление равно нулю). При усилении 35 дБ выходная мощность усилителя, собранного на транзисторах МП41А, составляет 35 мВт.

Для получения выходной мощности около 1 Вт следует несколько видоизменить схему предыдущего усилителя и применить в выходном каскаде более мощные транзисторы, например БТ типов П607 или П214. В остальном эти усилители отличаются несущественно, и сказанное выше про первый усилитель относится и ко второму, схема которого приведена на рис. 39.

Оба усилителя работают достаточно стабильно в интервале температур от —10 до +55° С. Их входное сопротивление составляет несколько сотен ом. При подключении усилителей к высокоомным источникам сигнала желательно применить эмиттерный повторитель.

17. ЭМИТТЕРНЫЙ И ИСТОКОВЫЙ ПОВТОРИТЕЛИ

Свойства и параметры каскада с ОК и с общим стоком кратко были рассмотрены в гл. 1, § 3. Как уже было сказано, повторители относятся к категории усилителей с последовательной ООС по напряжению и поэтому обладают большим входным и малым выходным сопротивлениями. Этим свойством широко пользуются в многокаскадных усилителях для согласования каскадов с резко отличающимися входным и выходным сопротивлениями, например каскада с ОБ, особенно при широкополосном усилении сигналов. Кроме того, глубокая ООС в повторителях позволяет использовать их для получения устойчивого усиления на высоких и промежуточной частотах и создания активных фильтров. О последних будет рассказано в гл. 5, § 25.

На рис. 40 приведена схема эмиттерного повторителя на транзисторе *T1*, особенность которого — использование в его эмиттерной цепи источника тока, образованного транзисторами *T2* и *T3*. Такое соединение транзисторов обеспечи-

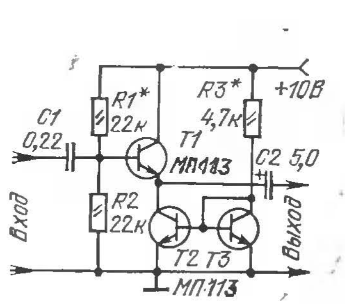


Рис. 40

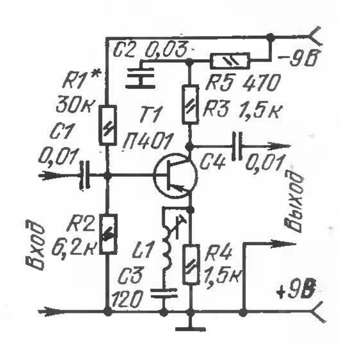


Рис. 41

вает на динамической нагрузке (транзистор *T2*) максимальный размах напряжения, почти равный напряжению источника электропитания E_0. Мощность рассеиваемая на нагрузке, может достигать значения, равного $0,25 E_0 I_{max}$, где I_{max} — максимальный ток транзистора *T2*. Эмиттерный ток транзистора *T1* одновременно является коллекторным током транзистора *T2* и может быть рассчитан по формуле: $I_{Э1} = (E_0 - U_{БЭ3})/R_3$, где $U_{БЭ3}$ — напряжение база — эмиттер транзистора *T3*.

На рис. 41 приведена схема УПЧ, обладающего большим коэффициентом устойчивого усиления без цепей нейтрализации и стабильно работающего в широком диапазоне температур. Частотно-зависимая последовательная ООС по току здесь образуется последовательным колебательным контуром, включенным в цепь эмиттера БТ. На резонансной частоте, равной промежуточной частоте 465 кГц, колебательный контур *L1, C3* представляет малое сопротивление, равное сопротивлению высокочастотных потерь в контуре. При этом на резонансной частоте ООС по току минимальна, а усиление каскада максимально. С отходом от резонансной частоты в ту или другую сторону сопротивление контура возрастает и глубина ОС увеличивается соответственно форме резонансной кривой колебательного контура.

Коэффициент усиления такого каскада зависит от емкости контура *C3*. При ее изменении от 100 до 400 пФ коэффициент усиления соответственно возрастает с 20 до 80 и расширяется полоса пропускания до 20—25 кГц. В качестве резонансного можно использовать контур УПЧ от любого транзисторного приемника.

Схема двухкаскадного УПЧ на эмиттерных повторителях, предложенная В. Демьяновым и И. Акулиничевым, приведена на рис. 42. Нагрузка первого каскада (повторителя на транзисторе *T1*) образована параллельным соединением выходного сопротивления транзистора *T1*, сопротивлением резистора *R3* и резонансным сопротивлением последовательного контура *L1, C4*. Аналогично образована и нагрузка второго каскада. Для согласованной работы каскадов сигнал поступает на базу транзистора *T2* с части витков катушки индуктивности *L1* и с выхода этого транзистора подается на детектор (также с части витков катушки индуктивности *L2*). Обычно отвод делается от половины витков. Такое включение позволяет уменьшить добавочные потери на частоте сигнала, вносимые последующими цепями в резонансные контуры.

Высокая устойчивость работы такого усилителя и, как следствие, отсутствие необходимости в цепях нейтрализации значительно облегчают настройку каскадов, мало зависящую от смены транзисторов и изменений их параметров в процессе эксплуатации. Резонансные контуры *L1, C4*, и *L2, C6*, настроенные на промежуточную частоту 465 кГц, можно использовать от любого транзисторного радиоприемника. При полосе пропускания около 10 кГц коэффициент усиления такого усилителя достигает 200—400.

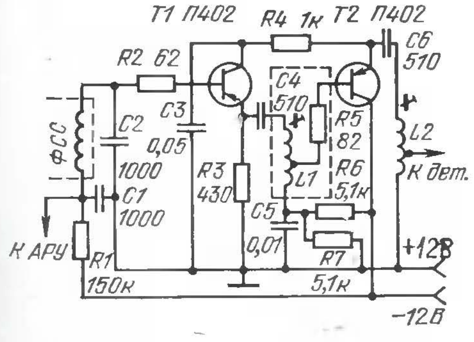


Рис. 42

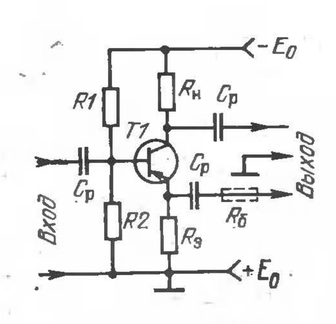


Рис. 43

18. ФАЗОИНВЕРСНЫЙ КАСКАД

В радиолюбительской аппаратуре, особенно в оконечных каскадах УНЧ, широкое применение получили усилители, выполненные по двухтактной схеме. Нормальная работа двухтактного каскада возможна при условии, что на его вход подаются два напряжения одинаковой амплитуды и противоположной фазы, т. е. фазы отличаются на 180°. Для их получения используют так называемый фазоинверсный каскад.

Среди различных схем фазоинверсных каскадов следует отметить каскад с разделенной нагрузкой (рис. 43). Это простой каскад на одном транзисторе, по структуре аналогичный каскаду с ОЭ. Благодаря глубокой ООС в цепи эмиттера, он обладает хорошей стабильностью работы и достаточной симметрией (при $h_{21} \gg 1$) противоположных по фазе напряжений, снимаемых с коллектора и эмиттера БТ. Здесь нагрузка разделена на две равных части: в цепи коллектор — резистор $R_н$, а в цепи эмиттер — резистор $R_э$, сопротивления которых обычно выбирают одинаковыми.

Со стороны коллекторного выхода каскад с разделенной нагрузкой можно рассматривать как каскад с последовательной ООС по току, а со стороны эмиттерного выхода — как каскад с последовательной ООС по напряжению (эмиттерный повторитель). Поэтому расчет параметров и характеристик такого каскада следует производить по формулам для обычного резисторного каскада, но с учетом действия ООС, различных для коллекторной и эмиттерной цепей. Каскад с разделенной нагрузкой можно выполнить по аналогичной схеме и на ПТ, и на триоде.

Так как выходное сопротивление БТ со стороны эмиттерной цепи значительно меньше выходного сопротивления со стороны коллекторной цепи, то при одинаковых сопротивлениях нагрузки полоса пропускания первой цепи обычно значительно шире, чем второй, и, кроме того, нелинейные искажения, вносимые этими цепями в последующий двухтактный усилитель, различны, что увеличивает коэффициент гармоник последнего. Для устранения этого недостатка уменьшается разница выходных сопротивлений и вводится в эмиттерную цепь резистор $R_б$ так, как это показано на рис. 43 пунктиром.

Так как сопротивление резистора $R_э$ в цепи эмиттера БТ (соответственно истока ПТ) определяет одновременно базовое смещение БТ (соответственно смещение на затвор ПТ), то его выбор ограничен (для схемы на рис. 41) допустимым смещением. Для БТ чаще всего это ограничение не наступает. Оно более характерно для ПТ и ламповых триодов, у которых сопротивление нагрузочного резистора обычно выбирается в 2—3 раза больше их внутреннего сопротивления. Тогда схему фазоинверсного каскада со стороны истока ПТ (катода лампового триода) видоизменяют так, как это показано на рис. 44. Резистор $R_и$ и шунтирующий его конденсатор $C_и$ образуют цепь смещения только для постоянного тока. Постоянное напряжение смещения поступает на затвор (сетку лампового триода) через резистор $R_р$ и во избежание замыкания через источник сигнала отделяется от источника конденсатором $C_р$. Сопротивления нагрузки ($R_{н1}=R_{н2}$) теперь не определяются напряжением смещения и могут быть выбраны в зависимости от требуемой АЧХ и коэффициента передачи фазоинверсных напряжений.

К недостаткам каскада с разделенной нагрузкой следует отнести отсутствие усиления сигналов благодаря действию глубокой ООС. Коэффициент передачи напряжения по коллекторной и эмиттерной цепям БТ будет почти одинаков и определяется по формуле (5). Другие параметры каскада с разделенной нагрузкой можно рассчитать. Входное сопротивление вследствие действия последовательной ООС, возрастает и может быть определено согласно (7). Выходное сопротивление со стороны коллекторной цепи можно найти согласно (25), а со стороны эмиттерной цепи по (8).

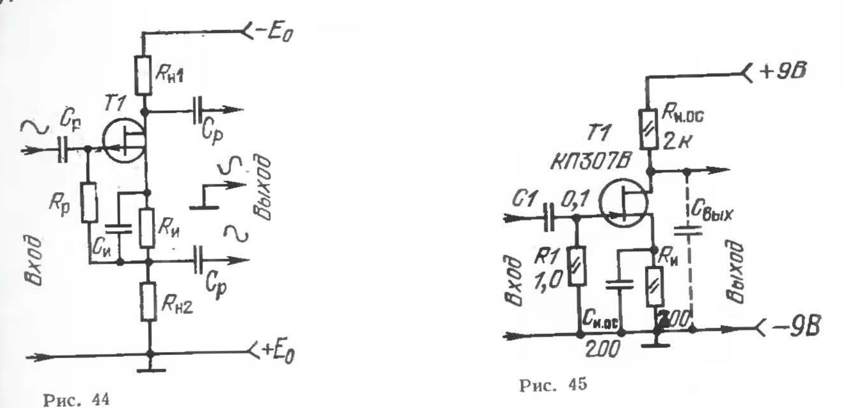


Рис. 44

Рис. 45

Возрастание активной части входного сопротивления с одновременным уменьшением входной емкости каскада благоприятно влияет на его сквозной коэффициент усиления и АЧХ. Входная емкость каскада снижается за счет уменьшения ее так называемой динамической составляющей, вызванной ПОС со стороны эмиттерной цепи, частично компенсирующей динамическую составляющую емкости, вызванную ООС со стороны коллекторной цепи (см. гл. 7, § 32).

19. КОРРЕКЦИЯ АМПЛИТУДНО-ЧАСТОТНОЙ ХАРАКТЕРИСТИКИ ПОСРЕДСТВОМ ЧАСТОТНО-ЗАВИСИМОЙ ОБРАТНОЙ СВЯЗИ

Как уже было сказано (см. гл. 2, § 5), частотно-зависимая ООС может несколько расширить площадь усиления каскада. Кроме того, она позволяет увеличить максимально возможное произведение амплитуды выходного напряжения на полосу пропускания.

Преимущества применения ООС в выходных каскадах усилителей, особенно широкополосных, можно показать на примере сравнения двух простых резистивных каскадов (один — без ОС, другой — с ОС), имеющих одинаковую принципиальную схему, приведенную на рис. 45 (для случая с ОС). Их отличие состоит в том, что емкости конденсатора $C_и$ и $C_{и.ос}$ в цепи истока ПТ и сопротивления нагрузки $R_н$ и $R_{н.ос}$ выбирают исходя из различных условий. В каскаде без ОС для исключения паразитной ОС во всей полосе пропускания емкость $C_и$ выбирают такой, чтобы ее реактивное сопротивление на нижней граничной частоте $f_н$ было в 10—20 раз меньше, чем сопротивление $R_и$. Отсутствие же конденсатора $C_и$ приводит к появлению последовательной ООС по току. Тогда усиление такого каскада, равное $SR_н$ для каскада без ОС, благодаря влиянию последней уменьшится в $(1+SR_и)$ раз. Если теперь в каскаде с ОС со-

противление нагрузки $R_н$ увеличить во столько же раз, а емкость конденсатора $C_{и.ос}$ выбрать в соответствии с формулой

$$C_{и.ос} = C_{вых} R_н (1 + SR_и)/R_и, \qquad (35)$$

где $C_{вых}$ — выходная емкость каскада, то усиление и полоса пропускания станут почти такими же, как и для каскада без ОС.

Как это видно из (35), в каскаде с ОС емкость конденсатора $C_{и.ос}$ резко уменьшается, и ее значение не зависит от $f_н$. Так для каскада без ОС на полевом транзисторе КП307В (S=8 мА/В) при полосе пропускания 10 МГц и выходной емкости 20 пФ сопротивление нагрузки

$$R_н = 1/2\pi f_в C_{вых} = 1/2\pi \cdot 10^7 \cdot 20 \cdot 10^{-12} = 800 \text{ Ом}.$$

При $R_и$=200 Ом и $f_н$=20 Гц шунтирующая емкость конденсатора

$$C_и = 20/2\pi f_н R_и = 20/2\pi \cdot 20 \cdot 200 = 800 \text{ мкФ}.$$

При введении ОС сопротивление $R_н$ следует увеличить в $(1+SR_и)$=2,6 раза, т. е. $R_{н.ос}$=800·2,6≈2 кОм и $C_{и.ос}$=20·2000/200=200 пФ.

Таким образом, увеличение нагрузочного сопротивления в 2,6 раза и шунтирование $R_и$ конденсатором емкостью 200 пФ позволили при той же площади усиления расширить АЧХ в области низших частот вплоть до 0 (постоянный ток), избавиться от конденсатора большой емкости, равной 800 мкФ, и получить в 2,6 раза бо́льшей предельную амплитуду выходного напряжения.

ГЛАВА ЧЕТВЕРТАЯ

ПОЛОЖИТЕЛЬНАЯ ОБРАТНАЯ СВЯЗЬ И ПРАКТИЧЕСКИЕ СХЕМЫ ЕЕ ПРИМЕНЕНИЯ

20. ОСНОВНЫЕ СВОЙСТВА ПОС, ИСПОЛЬЗУЕМЫЕ В ПРАКТИЧЕСКИХ СХЕМАХ УСИЛИТЕЛЕЙ

Если частотно-независимая ООС, рассмотренная в гл. 3, уменьшает усиление и выравнивает АЧХ, расширяя полосу пропускания усилителя, то частотно-независимая ПОС действует прямо противоположно. Поэтому наряду с увеличением усиления она вызывает обострение резонансных свойств систем, т. е. сужает ее полосу пропускания. В технике радиоприема (главным образом в УВЧ и УПЧ) уже издавна пользуются этим свойством ПОС, получившим название регенерации.

Действие ПОС можно представить как частичную компенсацию потерь высокочастотной (ВЧ) энергии в колебательном контуре (регенеративное усиление). В результате возрастает добротность контура (или уменьшается его затухание), что приводит к повышению чувствительности и селективности. Повышение чувствительности при регенеративном усилении связано с тем, что напряжение сигнала пропорционально добротности контура, а напряжение шумов контура — квадратному корню из его добротности. Селективность колебательного контура растет, а полоса пропускания уменьшается с ростом его добротности. Возрастание последней, естественно, приводит к значительному ослаблению нежелательных сигналов как по соседнему, так и по зеркальному каналам приема, а также к уменьшению перекрестных помех.

Исходя из требуемой полосы пропускания δf для радиовещательных (δf_1=10 кГц) и радиолюбительских станций при работе телефоном (δf_2=6,8 кГц), в табл. 2 приведены значения необходимых добротностей колебательного контура во входной цепи УВЧ усилителя, вычисленные по формулам $Q_{к1}=f_р/\delta f_1$; $Q_{к2}=f_р/\delta f_2$ и реально получаемые $Q_к$ в радиоприемных устройствах.

Таблица 2

Диапазоны частот	$Q_{к1}$	$Q_{к2}$	$Q_к$
Длинные волны (150—408 кГц)	15 — 40	—	20 — 40
Средние волны (525—1605 кГц)	50 — 160	—	40 — 60
Декаметровые волны (3,5—30 МГц)	350 — 3000	520 — 4420	60 — 80

При сравнении расчетных и экспериментальных данных можно сделать следующие выводы. Применение ПОС на длинных волнах (ДВ) нецелесообразно, на средних волнах (СВ) можно применить небольшую постоянную (без регулирования) ПОС, увеличивающую исходную добротность контура $Q_к$ в 2—3 раза. Существенное же улучшение параметров может дать использование ПОС в декаметровом диапазоне волн (КВ) и на ультракоротких волнах (УКВ). Для этого, как видно из табл. 2, $Q_к$ нужно увеличить в несколько десятков раз. Полученное таким образом увеличение добротности можно охарактеризовать коэффициентом регенеративного усиления $K_{р.у}=Q_э/Q_к$ (где $Q_э$ — эквивалентная добротность контура, приобретаемая им в результате регенерации).

При выборе той или иной схеме регенеративного каскада усиления (регенератора) следует иметь в виду, что вполне удовлетворительная устойчивость работы (отсутствие резких колебаний коэффициента усиления и ширины полосы пропускания, а также хаотических вспышек генерации) получается в нем при $K_{р.у}$=3—4. Такое небольшое значение $K_{р.у}$ вызвано также тем, что регенератор в радиоприемниках одновременно выполняет ряд других, побочных функций (детектирование сигналов, усиление продетектированных сигналов), не совместимых с получением оптимального режима для наибольшего устойчивого регенеративного усиления. Во время приема слабых сигналов для повышения чувствительности допускают $K_{р.у}$=50—100, но при этом приходится мириться со значительной неустойчивостью усиления и введением отдельной ручки для плавного регулирования глубины ОС или принимать меры, подчас сложные, по стабилизации отдельных параметров регенератора, определяющих его коэффициент петлевого усиления. Несколько бо́льший устойчивый $K_{р.у}$=20—40 можно получить с регенераторами, называемыми умножителями добротности (см. § 22).

Кроме прочих достоинств, регенеративное усиление позволяет уменьшить число обычных (без ОС) каскадов усиления (в среднем на один или два). Но при высоких усилительных качествах современных АЭ повышение усиления представляет второстепенный интерес. Однако значительное сужение полосы пропускания и соответствующее повышение селективности в УВЧ без ПОС может быть получено ценой значительного усложнения конструкции колебательных контуров, увеличения их количества и усложнения схемы селективных цепей, особенно входных. Поэтому при конструировании радиоприемников

следует больше обращать внимание на возможность улучшения его параметров посредством введения цепей ПОС.

В практической работе с регенераторами, выполненными как в виде отдельных каскадов в радиоприемниках, так и приставок к уже имеющимся, следует учитывать некоторые особенности обращения с ними. Прослушивание станций ведется в режиме сравнительно далеком от порога генерации и поэтому такой регенератор не создает помех работе другим приемникам. Цепь ОС наряду с активным отрицательным сопротивлением $r_{об}$ также вносит в контур реактивное сопротивление, вызывающее уход резонансной частоты (расстройку) контура. Кроме того, благодаря высокой добротности контура, его настройка на станцию будет очень острой, и при малейшей расстройке уровень сигнала принимаемой станции может значительно уменьшится или даже пропасть. Поэтому при большом перекрытии диапазона частот конденсатором переменной емкости, особенно на КВ, последний должен иметь хороший верньер или параллельно подключенный подстроечный конденсатор с небольшими пределами изменения емкости отдельной ручкой.

В некоторых случаях для приема телеграфных радиосигналов на слух, а также радиостанций, работающих незатухающими колебаниями (*CW*) и на одной боковой полосе (*SSW*), или только для поиска радиовещательных и радиолюбительских радиостанций, работающих в телефонном режиме, может быть кратковременно использован режим работы регенератора за порогом генерации. При точной настройке на частоту сигнала последний слышен не будет, так как оба колебательных процесса в контуре (вынужденный — под влиянием сигнала и собственный), имеют равную частоту, давая «нулевые» биения. Но когда контур будет расстроен в ту или иную сторону от резонанса, частоты сигнала и собственных колебаний контура будут отличаться, и детектор выделит частоту биений между ними в виде звука определенного тока (свиста) изменяющегося при расстройке контура. По высоте тона можно судить о точности настройки: чем ниже тон, тем точнее настройка. Не следует забывать, что в этом режиме регенератор является источником излучения через антенну и, тем самым, источником помех радиоприему. Поэтому при таком использовании регенератора обязателен хотя бы один каскад усиления ВЧ, ослабляющий мешающее излучение. Не следует злоупотреблять работой в таком режиме и вести поиск желаемых радиостанций по всему диапазону волн, а ограничить поиск только узким участком диапазона волн, в котором предположительно должна находиться искомая радиостанция, и после настройки на нее уменьшать глубину ОС до тех пор, пока не исчезнет генерация.

Таким образом, значительное увеличение усиления, селективности и улучшение связанных с ними других параметров регенератора сопровождается снижением устойчивости его работы, а из-за генерации колебаний, неизбежной при перестройке с одной радиостанции на другую и подборе оптимального значения глубины ОС, создаются помехи радиоприему. Эти недостатки и явились причиной незначительного применения регенераторов в промышленной радиоприемной аппаратуре.

В современных радиоприемных устройствах использование ПОС для регенерации встречается редко, главным образом в простых радиолюбительских конструкциях переносного типа, где небольшие габаритные размеры, масса и экономичность потребления электроэнергии играют решающую роль. Применение одной ПОС в УНЧ не встречается. Однако ее использование совместно с ООС

позволяет улучшить работу регенератора и некоторые параметры УНЧ (см. гл. 5, § 26 и гл. 6, § 29).

Явление самопроизвольной регенерации нередко наблюдается в усилительных устройствах. Оно вызвано образованием паразитных ОС и может быть причиной искажений сигналов, а также возникновения нежелательиой генерации. О мерах борьбы с ней рассказано в гл. 7.

Известны десятки практических схем регенераторов. Их разнообразие связано со многими факторами: с различием способов введения ПОС, ее регулирования, с использованием ПОС в диапазоне частот или на одной фиксированной частоте и т. д. В современных радиолюбительских приемных устройствах некоторое распространение получили простые схемы регенераторов с внешней цепью ПОС и так называемые усилители добротности или *Q*-умножители. Рассмотрим их работу и характерные свойства.

21. РЕГЕНЕРАТИВНЫЙ КАСКАД УСИЛЕНИЯ

Принцип работы генератора можно легко уяснить из рассмотрения простейшей схемы усилительного каскада с последовательной ПОС по напряжению, приведенной на рис. 46. Колебательный контур, состоящий из катушки индуктивности L, конденсатора C и активного сопротивления r, обобщенно характеризующего потери ВЧ энергии в контуре, включен в цепь базы БТ и связан с внешним источником ВЧ сигнала E_c и индуктивно с катушкой индуктивности $L_{об}$, включенной в коллекторную (выходную) цепь транзистора. Внешний сигнал с амплитудой E_c и круговой частотой ω наводит в контуре ЭДС $U_c = E_c Q_к$, где $Q_к$ — добротность контура. Эта ЭДС прикладывается к зажимам база — эмиттер БТ и вызывает в его коллекторной цепи ВЧ ток с амплитудой $I_К$. Этот ток, проходя по катушке индуктивности $L_{об}$, наводит в контуре ЭДС, амплитуда $U_{об}$ и фаза которой зависит соответственно от сопротивления связи ωM (M — коэффициент взаимоиндукции) и согласного или встречного включения концов катушек индуктивности L и $L_{об}$, образующих трансформатор *Tp1*. Если в контуре фазы ВЧ колебаний, поступающих от внешнего источника и наведенных из коллекторной цепи, совпадают (это происходит при встречном включении концов катушек индуктивности L и $L_{об}$), то колебания в контуре усиливаются (действует ПОС); если они противоположны, то колебания ослабляются (действует ООС).

Рассмотрим более простой режим регенерации колебаний, когда их амплитуда настолько мала, что занимает небольшой линейный участок сквозной характеристики транзистора около выбранной рабочей точки, задаваемой напряжением смещения $E_{БЭ}$, а крутизна характеристики в рабочей точке не зависит от амплитуды сигнала. При этих условиях регенератор можно рассматривать как линейиую систему, для которой верны следующие выводы.

В стационарном режиме амплитуду тока I в контуре, резонансная частота которого $\omega_р = 2\pi f_р$ соответствует частоте принимаемых колебаний ω, можно определить (без учета реакции входной цепи транзистора) так:

$$I = (U_c + U_{об})/r. \quad (36)$$

Пренебрегая реакцией выходной цепи на входную через сам транзистор, определяем ток $I_К$ в его коллекторной цепи из формулы

$$I_К = S_0 U_c = S_0 I / j\,\omega_р C,$$

где U_c — амплитуда колебаний ВЧ напряжения на конденсаторе C или на зажимах база — эмиттер; $1/j\omega_p C$ — реактивное сопротивление модуль которого равен характеристическому сопротивлению контура ρ; S_0 — крутизна характеристики транзистора в рабочей точке.

Амплитуда вводимого в контур напряжения ОС

$$U_{об} = \pm j\omega_p M I_K = \pm j\omega_p M I \frac{S_0}{j\omega_p C} = \pm \frac{MS_0}{C} I.$$

Подставив это выражение в (36) и решив последнее относительно тока I, получим

$$I = U_c \Big/ \left(r \pm \frac{MS_0}{C}\right). \qquad (37)$$

Случай, когда значение MS_0/C положительно (при ООС), интереса не представляет, а потому и здесь, и в дальнейшем не рассматривается.

При отрицательном его значении, соответствующем ПОС, как это видно из (37), сопротивление потерь r контура уменьшается на это значение. Таким образом, действие ПОС эквивалентно внесению в колебательный контур «отрицательного» сопротивления. С его помощью эквивалентное сопротивление потерь регенеративного контура $r_э = r - r_{об} = r - (MS_0/C)$ можно уменьшить до нуля — критическая ОС (и даже сделать отрицательным), а эквивалентную добротность $Q_э = \rho/r_э$, следовательно, увеличить до бесконечности. В этом случае эквивалентное затухание $d_э$ и полоса пропускания δf, связанные между собой следующей формулой: $\delta f = d_э f_p$, можно уменьшить до нуля (рис. 47). При отрицательном значении $r_э$ рассматриваемая система изменяет свое качественное состояние: из усилительной становится генераторной.

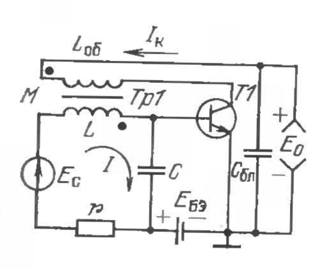


Рис. 46

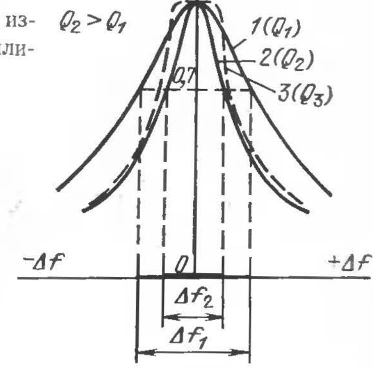


Рис. 47

Коэффициент регенеративного усиления или коэффициент усиления ВЧ сигналов регенератором

$$K_{р.у} = \frac{Q_э}{Q_к} = \frac{\rho}{r_э}\,\frac{r}{\rho} = \frac{r}{r_э} = \frac{1}{1 - MS_0/rC}. \qquad (38)$$

Следовательно, напряжение сигнала E_c, благодаря регенерации, возрастает в $K_{р.у}$ раз, и наведенная в регенерированном контуре ЭДС становится равной

$$U_c = K_{р.у} Q_к E_c. \qquad (39)$$

Селективность и чувствительность регенератора в режиме усиления будут тем лучше, чем ближе он к порогу генерации или самовозбуждения, соответствующему равенству

$$MS_0/r\,C = 1. \qquad (40)$$

Если значения M, S_0, r и C, входящие в выражение (40), можно было бы сделать стабильными, то, выбрав значение MS_0/rC сколь угодно близким к единице, оказалось бы возможным получить сколь угодно большое $Q_э$ и необычно острую резонансную кривую контура. Однако на практике реализовать указанные достоинства регенератора в полной мере не представляется возможным, так как устойчивое усиление достигается лишь при условии, что ОС в регенераторе будет значительно меньше критической. Виной тому нестабильность параметров, входящих в (38), при ПОС, близкой к критической (когда наиболее полно реализуются достоинства регенератора), и нелинейный характер одного из них (крутизны характеристики S_0), проявляющийся с ростом амплитуды колебаний в контуре. Все это ограничивает предельно возможное усиление регенератора. При больших амплитудах входного напряжения во всех ранее выведенных в этом параграфе расчетных формулах необходимо вместо крутизны характеристики S_0 подставлять среднюю крутизну характеристики $S_{ср}$, определяемую как отношение амплитуды первой гармоники выходного тока АЭ к амплитуде напряжения на его входе.

Нелинейный характер процессов в регенераторе влияет и на форму резонансной характеристики (пунктирная кривая *3* на рис. 47). Она в верхней части становится более плоской и тем сильнее, чем больше амплитуда колебаний в контуре. Так как амплитуда тока в контуре зависит теперь не только от напряжения сигнала, а и от $S_{ср}$, то возникают нелинейные искажения сигнала. В реальных устройствах крутизна характеристики обладает наибольшей нестабильностью. Поэтому обеспечению ее постоянства нужно уделять особое внимание.

Из сказанного о регенераторе следует сделать следующий вывод: использование регенератора наиболее эффективно для усиления слабых сигналов, т. е. в входной цепи УВЧ, преобразователя частоты или в первом каскаде УПЧ.

Как видно из (38), изменение коэффициента регенеративного усиления и связанных с ним параметров колебательного контура регенератора можно получить различными способами: изменяя коэффициент взаимоиндукции M (механически или регулируя реактивное сопротивление в выходной цепи регенератора, так называемая емкостная регулировка ПОС), крутизну характеристики S_0 в рабочей точке транзистора, активное сопротивление контура r и емкость колебательного контура C. Последняя при приеме в диапазоне частот обычно бывает переменна, что связано с широко применяемой перестройкой резонансной частоты колебательного контура конденсатором переменной емкости. Это следует учитывать при выборе пределов изменения того параметра ОС, который определяет глубину регулирования ПОС.

В регенераторе с емкостным регулированием ОС (рис. 48) ПОС, обусловленная взаимоиндукцией между катушками L и $L_{об}$, остается неизменной, а с изменением емкости конденсатора $C_{об}$ изменяется ООС через емкость база — коллектор, которая в большей или меньшей степени «гасит» действие первой. Параметры цепей ОС выбираются так, чтобы во всем рабочем диапазоне частот емкостное сопротивление конденсатора $C_{об}$ преобладало над индуктивным

сопротивлением катушки $L_{об}$. Для регенератора, собранного по этой схеме, характерны простота и надежность регулирующего элемента в сочетании с достаточной плавностью регулирования ОС.

Изменением постоянного напряжения на коллекторе БТ или стоке ПТ с помощью резистора $R_{об}$ можно достаточно плавно менять крутизну характеристики и глубину ПОС. Схема такого регенератора приведена на рис. 49. Его

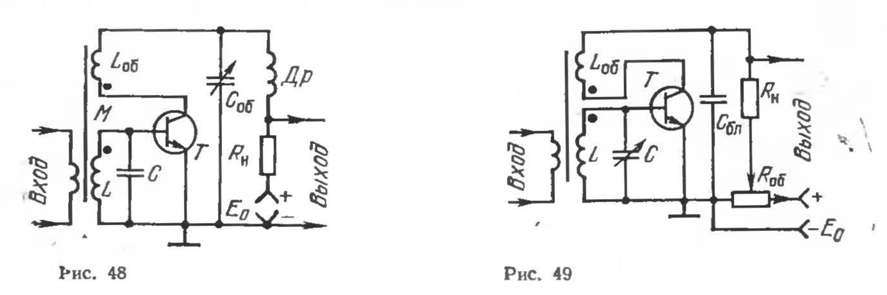


Рис. 48

Рис. 49

предварительная настройка сводится к следующим операциям. Вначале устанавливают минимально допустимые постоянное напряжение на соответствующем электроде (переменным резистором $R_{об}$) и емкость конденсатора *C*. Затем механически перемещают катушку индуктивности $L_{об}$ относительно катушки индуктивности *L* до тех пор, пока коэффициент взаимоиндукции *M* не станет близким к $M_{кр}$. Это состояние получают увеличением коэффициента взаимоиндукции до значения немного большего $M_{кр}$ и последующим уменьшением его до момента срыва генерации колебаний. Далее устанавливают емкость конденсатора *C* максимальной и изменением постоянного напряжения проверяют возможность получения генерации.

Достаточно простые практические схемы регенераторов с индуктивной связью приведены ниже. Радиовещательную приставку-регенератор для приема сигналов в СВ диапазоне можно собрать по схеме на рис. 50. Последовательно включенные транзисторы *T1* (по схеме с ОК) и *T2* (по схеме с ОЭ) образуют ВЧ каскад усиления с динамической нагрузкой. Усиленные им ВЧ сигналы затем детектируются диодом *Д1*, после чего выделенные сигналы звуковых частот поступают на выходной каскад приставки, собранный на транзисторе *T3* по схеме эмиттерного повторителя. Малое выходное сопротивление его позволяет подключать приставку к любому устройству, имеющему УНЧ, например к проигрывателю грампластинок или магнитофону.

Высокая чувствительность приставки (около 1 мВ/м) во всем СВ диапазоне достигается благодаря применению ПОС (цепь последовательно соединенных конденсатора *C4* и катушки индуктивности *L3*). Выбор оптимальной глубины ПОС производится полупеременным конденсатором *C4* типа КПК-1. Изменением его емкости добиваются возникновения генерации на частоте, соответствующей началу диапазона СВ (в его коротковолновой части). Если генерация не возникает, то следует приблизить катушку индуктивности *L3* к катушке индуктивности *L2* или поменять местами концы ее. После получения генерации, изменяя плавно ту же емкость *C4*, добиваются момента срыва генерации. На этом настройка цепи ПОС заканчивается. Следует иметь в виду, что с понижением напряжения электропитания глубина ОС уменьшается, а с его увеличением выше номинального может возникнуть генерация.

Антенная катушка индуктивности *L1* имеет 70 витков, катушка связи с входным каскадом *L2* — 8 витков и катушки ОС *L3* — 10 витков, намотанных проводом ПЭЛШО 0,1 мм. Все катушки индуктивности размещают рядом на ферритовом стержне марки 600 НН диаметром 8 мм и длиной 100 мм. Расстояние между ними подбирают экспериментально. Ток потребляемый приставкой, около 1 мА.

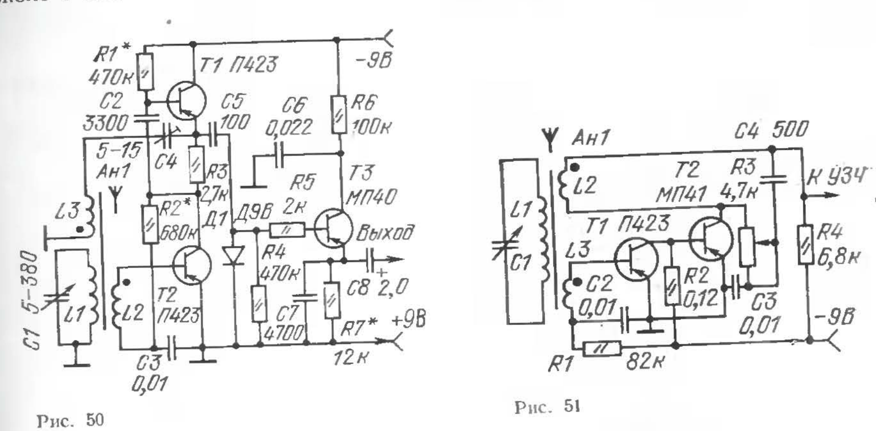


Рис. 50

Рис. 51

Однако фиксированная ОС, подобная той, которая использовалась в предыдущем регенераторе, не может создать оптимальные условия для приема радиосигналов во всем СВ диапазоне. Поэтому несколько лучшие результаты можно получить с регулируемой ОС, хотя придется мириться с тем, что на передней панели радиоприемника появится дополнительная ручка регулирования глубины ОС. Простая схема, по которой можно собрать или переделать в имеющемся радиоприемнике входную часть, приведена на рис. 51. Первый каскад (на транзисторе *T1*) апериодически усиливает ВЧ сигнал, а второй каскад (на транзисторе *T2*) его детектирует. Кроме того, с помощью катушки индуктивности *L2*, находящейся в его коллекторной цепи, создается ПОС. Плавное регулирование глубины ее осуществляется резистором *R3*. В верхнем положении его движка ПОС практически отсутствует, так как конденсатор *C4* закорачивает коллекторную цепь транзистора *T2* на частоте ВЧ сигнала. При частично введенном (или в нижнем положении) его движка часть (или весь ток) ВЧ сигнала будет протекать через катушку индуктивности *L2*, создавая ПОС. Входной контур *L1*, *C1* и остальные катушки индуктивности можно взять такими же, как и в предыдущем примере. Расстояние между ними также подбирают экспериментально по получению генерации во всем диапазоне принимаемых волн и возможности ее срыва вращением движка резистора *R3*. Если генерация не возникает при самом близком расстоянии между катушками индуктивности, то следует поменять местами концы катушки индуктивности *L2*.

22. УМНОЖИТЕЛИ ДОБРОТНОСТИ

Обычно регенераторы, ранее распространенные в радиолюбительской практике, кроме своей прямой функции регенеративного усиления — выполняли ряд побочных функций, например детектирования и усиления сигналов звуковых

частот. Как уже было сказано, такое совмещение функций существенно ограничивало достижение больших коэффициентов регенеративного усиления и всех связанных с ним преимуществ регенератора. Поэтому наряду с такими регенераторами получили некоторое распространение так называемые умножители добротности или Q-умножители. Это чаще всего отдельный усилительный каскад, выполняющий только функции регенеративного усиления. Он слабо связан с тем колебательным контуром (в каскаде усиления высокой или промежуточной частоты), добротность которого надо увеличить. Действие умножителя добротности на колебательный контур аналогично внесению в него «отрицательного» сопротивления, как это происходит в обычном регенераторе. Такое отделение его от линейки каскадов основного усиления сигналов позволяет создать оптимальные условия работы цепи ПОС и таким образом повысить стабильные значения коэффициента регенеративного усиления.

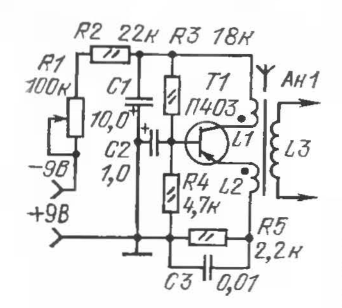
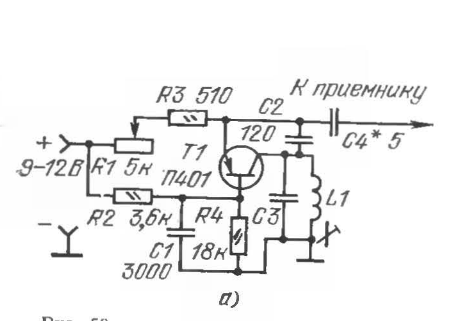


Рис. 52

Добротность любой приемной контурной катушки индуктивности антенны *Ан1*, намотанной на ферритовом стержне, можно повысить, собрав умножитель добротности по схеме, приведенной на рис. 52. Катушки индуктивности *L1* и *L2* содержат по 10 витков провода ПЭЛ 0,5 мм, которые наматываются на расстоянии приблизительно 20 мм один от другого на каркасе из плотной бумаги. Каркас длиной около 50 мм располагают поверх приемной контурной катушки индуктивности *L3*. Ее добротность регулируют переменным резистором *R1*. При наладке, как и в предыдущих схемах регенераторов, нужно обратить внимание на правильное включение концов катушек индуктивности *L1* и *L2*. Эту схему удобно использовать на КВ, когда входные контура наматывают на ферритовом стержне.

На рис. 53,*а* приведена еще одна схема простого умножителя добротности, позволяющего увеличить селективность контура УПЧ. В коллекторную цепь



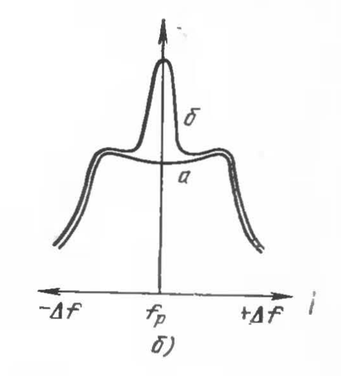


Рис. 53

транзистора *T1* включен колебательный контур *L1*, *C3*, настроенный на промежуточную частоту 1,5 МГц. Положительная ОС осуществляется конденсатором *C2*, а глубина ее регулируется переменным резистором *R1*. С помощью конденсатора связи *C4** (его емкость подбирается при начальном регулировании) регенерированный контур *L1*, *C3* параллельно присоединяется к контуру УПЧ, имеющему сравнительно широкую полосу пропускания (рис. 53,*б*, кривая *а*). В результате на некотором ее участке, определяемом узкой полосой пропускания регенерированного контура и его резонансной частотой, резко увеличится усиление и селективность (рис. 53,*б*, кривая *б*). Если при подключении умножителя добротности несколько изменится резонансная частота контура УПЧ, то ее можно подстроить до прежнего значения изменением его индуктивности.

Для высокоселективного приема радиосигналов в декаметровом диапазоне волн можно собрать умножитель добротности на ПТ по схеме, приведенной на рис. 54. Принятый сигнал из антенны поступает через катушку индуктивной связи *L1* в колебательный контур *L2*, *C3* и затем через конденсатор *C4* подается на затвор транзистора *T1*. Его сток на частоте сигнала (через конденсатор *C2*) подключен к антенной катушке индуктивности, образуя таким образом петлю ПОС. Глубина ПОС регулируется переменным резистором *R2*. Индуктивность дросселя *Др1* в цепи стока ПТ равна 80 мкГ. Для уменьшения влияния антенны на устойчивость действия ПОС применяется конденсатор *C1* небольшой емкости.

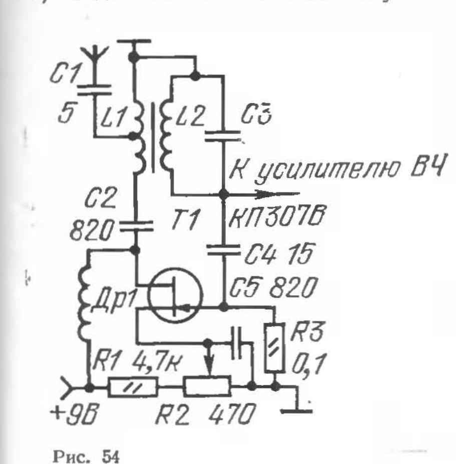


Рис. 54

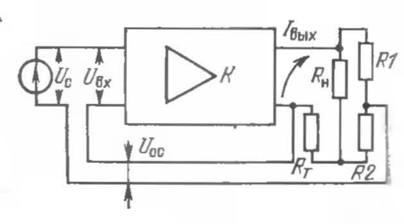


Рис. 55

ГЛАВА ПЯТАЯ

КОМБИНИРОВАННАЯ ОБРАТНАЯ СВЯЗЬ И СХЕМЫ ЕЕ ПРИМЕНЕНИЯ

23. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

Кроме рассмотренных в предыдущих главах сравнительно простых видов ОС в практике радиолюбителя может встретиться и более сложная комбинированная ОС. Остановимся подробнее на вопросе о ее свойствах и действии на параметры и характеристики усилительного каскада. Так как комбинированная ОС допускает множество сочетаний цепей ОС, отличающихся полярностью (ПОС или ООС) и способами введения или снятия напряжения ОС, то в дальнейшем будет рассмотрено только два из них, которые встречаются в радиолюбительских конструкциях.

Схема первого сочетания — последовательной ООС комбинированной по выходу, содержащей одновременно ООС по току и по напряжению, дана на рис. 55.

Здесь напряжение $U_т = R_т I_{вых}$ на резисторе $R_т$ (ООС по току), включенном последовательно с сопротивлением нагрузки $R_н$, вместе с частью напряжения, в β раз меньшей падения напряжения на нагрузке $U_н = \beta R_н I_{вых}$ (ООС по напряжению), образует полное напряжение ОС

$$U_{ОС} = U_т + U_н = R_т I_{вых} + \beta R_н I_{вых},$$

где

$$\beta = R_2/(R_1 + R_2).$$

Это напряжение ОС вводится во входную цепь усилителя так, что напряжение на входных зажимах

$$U_{вх} = U_с - U_{ОС} = U_с - [(R_т + \beta R_н) I_{вых}], \quad (41)$$

где $U_с$ — напряжение источника сигнала; $I_{вых}$ — ток в выходной цепи усилителя.

Для простоты математических выкладок проведем их для усилительного каскада на ПТ, имея в виду, что конечные результаты верны также и для усилительного каскада на БТ.

Определим $I_{вых}$, пользуясь следующим уравнением:

$$I_{вых} = \mu U_{вх}/(R_i + R_н + R_т),$$

где μ — коэффициент усиления ПТ; R_i — внутреннее сопротивление ПТ.

Подставив сюда значение $U_{вх}$ из (41) и проделав несложные преобразования, получим окончательное уравнение для выходного тока

$$I_{вых} = \frac{U_с\, \mu/(1 + \beta\mu)}{R_i\,[1 + SR_т(1 - \beta)]/(1 + \beta\mu) + R_н + R_т}. \quad (42)$$

Из сравнения последних двух уравнений видно, что комбинированная ОС изменяет параметры μ и R_i до новых значений

$$\mu_{ОС} = \frac{\mu}{1 + \beta\mu} (42) \text{ и } R_{iос} = R_i \frac{1 + SR_т(1 - \beta)}{1 + \beta\mu}. \quad (43)$$

Им соответствует и новое значение крутизны характеристики

$$S_{ОС} = \mu_{ОС}/R_{i\,ос} = S/[1 + SR_т(1 - \beta)]. \quad (44)$$

Таким образом, усилитель с такой комбинированной ОС эквивалентен усилителю без ОС, имеющему параметры, определяемые соотношениями (42)—(44).

Возвращаясь к схеме рис. 55, следует особо отметить режим работы, когда выполняется условие $SR_т(1-\beta) = \mu\beta$ или $R_т(1-\beta) = \beta R_i$.

При этом внутреннее сопротивление R_i и резистор $R_т$, а также резисторы *R1* и *R2* делителя напряжения образуют настроенный мост (рис. 56). Для него $R_т/R_i = \beta/(1-\beta) = R_2/R_1$. В одной диагонали этого моста находится сопротивление нагрузки $R_н$, а с другой снимается напряжение ОС. Известно, если мост настроен, то изменение сопротивления нагрузки $R_н$ не влияет на напряжение ОС, и поэтому выходное сопротивление каскада остается таким же, каким оно было без ОС, т. е. $R_{iос} = R_i$ [см. (43)], а $\mu_{ос}$ и $S_{ос}$ — в $(1 + \beta\mu)$ раз меньше соответственно μ и S активного элемента.

Интересное свойство такого режима — отсутствие влияния последующих каскадов, подключаемых к сопротивлению нагрузки, на предыдущий. Использование этого свойства представляет значительный интерес в транзисторных усилителях ввиду того, что им присуща сильная внутренняя ОС. Последняя

ощутимо влияет на режим и настройку всех каскадов, особенно резонансных, при налаживании любого отдельного каскада усилителя.

Другое сочетание цепей ОС, представляющее собой комбинированную ОС по входу, содержит одновременно последовательную ООС по напряжению (или по току) и параллельную ПОС по напряжению (или по току). Такая комбинированная ОС по входу используется в усилительных каскадах с повышенным входным сопротивлением, в активных фильтрах и селективных усилителях.

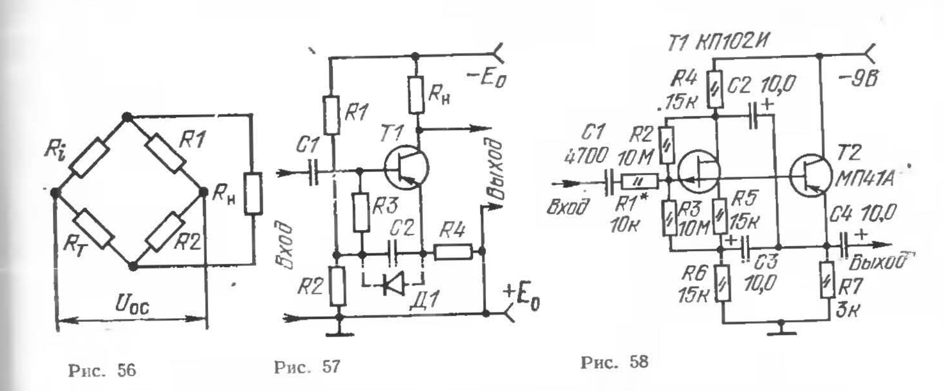


Рис. 56 Рис. 57 Рис. 58

24. НЕЙТРАЛИЗАЦИЯ В ЦЕПИ НАПРЯЖЕНИЯ СМЕЩЕНИЯ БАЗЫ ДЛЯ ПОЛУЧЕНИЯ ВЫСОКОГО ВХОДНОГО СОПРОТИВЛЕНИЯ КАСКАДА

Для получения высокого входного сопротивления усилительного каскада с ОЭ, работающего в широком диапазоне температур, цепь для получения напряжения смещения базы, представляющую собой делитель напряжения на резисторах *R1* и *R2*, выполняют по так называемой схеме с нейтрализацией (рис. 57). В этой схеме при помощи конденсатора *C2*, включенного между эмиттером транзистора *T1* и общей точкой соединения резисторов *R1—R3*, в рабочей полосе частот образуется параллельная ПОС по току в дополнение к уже имеющейся последовательной ООС по току, создаваемой резистором *R4* в эмиттерной цепи транзистора. Благодаря этому увеличивается эквивалентное входное сопротивление каскада и уменьшается шунтирующее действие делителя напряжения на него.

Емкость конденсатора *C2* выбирается такой, чтобы его сопротивление по переменному току было незначительным во всей полосе рабочих частот. В противном случае увеличение напряжения сигнала на *C2* приведет к увеличению тока в цепи: конденсатор *C2* — резистор *R3* — промежуток база—эмиттер, и, как следствие, к уменьшению входного сопротивления каскада. Поскольку недостаточная емкость конденсатора *C2* является единственной причиной снижения входного сопротивления каскада $R_{вх.ос}$, ее выбирают из условия обеспечения заданной неравномерности входного сопротивления в области нижних частот.

Для определения емкости конденсатора *C2* удобно ввести (по аналогии с коэффициентом частотных искажений) понятие коэффициента изменения входного сопротивления усилителя на нижних $M_{нR}$ и верхних $M_{вR}$ частотах, определив их как отношение входного сопротивления на средних частотах к вход-

ным сопротивлениям соответственно на нижних и верхних частотах. Тогда емкость конденсатора *C2*, обеспечивающая заданное значение $M_{\text{н}R}$, рассчитывается из условия

$$C_2 \geqslant h_{21} R_4 / 2\pi f_{\text{н}} R_1 (R_1 + R_2) \sqrt{M^2_{\text{н}R} - 1}.$$

Емкость разделительного конденсатора *C1* выбирают из следующих условий. С одной стороны, минимальное значение ее определяется допустимым коэффициентом частотных искажений $M_{\text{н}}$ на нижней рабочей частоте $f_{\text{н}}$

$$C_1 = 1/2\pi f_{\text{н}} R_{\text{вх.ос}} \sqrt{M^2_{\text{н}} - 1}, \tag{45}$$

с другой — при достаточно малой емкости конденсатора *C1* на АЧХ вследствие действия ОС может появиться подъем. Отсутствие подъема (монотонность АЧХ) определяется выбором *C1* из условия

$$C_1 \geqslant C_2 R_3 R_{12} / (R_3 + R_{12})^2, \tag{46}$$

где R_{12} — сопротивление параллельно соединенных резисторов *R1* и *R2*. Окончательно выбирают наибольшее значение емкости C_1, найденное по (45) и (46).

Для усиления сигналов с очень низкими частотами вместо нейтрализующего конденсатора *C2* можно использовать полупроводниковый диод *Д1* (как показано иа рис. 57 пунктиром). Эффективность такой цепи нейтрализации особенно заметна с понижением частоты и при миниатюризации усилителя. В этом случае емкость конденсатора *C1* определяется только по выражению (45), а АЧХ каскада всегда является монотонной. Диод *Д1* обеспечивает необходимый исходный режим работы каскада и достаточио эффективно закорачивает по переменному току общую точку резисторов *R1—R3* и эмиттер транзистора. Чтобы нелинейные свойства диода не сказывались на динамическом диапазоне каскада, необходимо меньшее из сопротивлений резисторов *R1*, *R2* или *R3* выбирать значительно больше сопротивления резистора *R4*.

Входная проводимость такого каскада на низких и средних рабочих частотах достаточно мала. Ее можно определить следующим образом:

$$\frac{1}{R_{\text{вх.ос}}} = \frac{1/h_{11} + 1/R_3}{1 + SR_4} - \frac{h_{12}}{h_{11}}.$$

Однако с ростом частоты она сравнительно быстро увеличивается в основном вследствие сильного возрастания входной проводимости транзистора. Если задано допустимое снижение $M_{\text{в}R}$, то предельное значение частоты, на которой $1/R_{\text{вх.ос}}$ возрастает не более, чем в $M_{\text{в}R}$ раз,

$$f_{\text{в}} = f_{h21} \sqrt{M^2_{\text{в}R} - 1}, \tag{47}$$

где f_{h21} — граничная частота усиления БТ в схеме с ОЭ.

При помощи (47) можио определить f_{h21} и по ней выбрать транзистор, обеспечивающий заданную неравномерность входного сопротивления (проводимости) каскада на верхней частоте $f_{\text{в}}$. Если, например, выбрать транзистор МП41, среднее значение параметров которого $f_{h21} = 1$ МГц и $h_{21} = 45$, то при $M_{\text{в}R} = 1{,}1$ (неравномерность $R_{\text{вх.ос}}$ составляет 10%) каскад, собранный по схеме рис. 57, позволяет реализовать заданиую неравномерность $R_{\text{вх.ос}}$ в полосе частот нnже 10 кГц.

По схеме с нейтрализацией, приведенной на рис. 58, можно собрать двухкаскадный транзисторный повторитель на полевом *T1* и биполярном *T2* транзисторах. В нем, благодаря наличию цепи ПОС по напряжению с выхода эмиттерного повторителя через конденсатор *C2* на сток ПТ, увеличивается эквивалентное сопротивление резистора *R2* и уменьшается емкость затвор—сток. Аналогично действует и ПОС по напряжению, образуемая конденсатором *C3*. Она увеличивает эквивалентные сопротивления резисторов *R3* в цепи затвора ПТ и *R5* в цепи его истока. Одновременно в каждом каскаде действует последовательная ООС по напряжению, образуемая резисторами *R5—R7* в цепях истока и эмиттера. Для устранения возможного самовозбуждения повторителя в его входную цепь включается резистор *R1**, сопротивление которого подбирается экспериментально.

Входное сопротивление такого повторителя равно 55 МОм на частоте 100 Гц и падает до 18 МОм на частоте 10 кГц. Среднеквадратическое напряжение собственных шумов в полосе частот от 150 Гц до 20 кГц составляет 700 мкВ при разомкнутом входе и несколько микровольт при замкнутом. Конструируя такой повторитель, следует обратить внимание на уменьшение монтажных и паразитных емкостей, снижающих полное входное сопротивление.

25. АКТИВНЫЕ ФИЛЬТРЫ

Одним из направлений конструирования частотно-избирательных фильтров, широко развившимся за последние годы, стали так называемые активные фильтры (АФ). Применяя цепочку из резисторов и конденсаторов, соединенных по определенным схемам, и усилительный каскад с ПОС для компенсации затухания, вызванного сопротивлениями резисторов, можно создать фильтры низкой частоты (ФНЧ), высокой частоты (ФВЧ), а также полосовые (пропускающие или заграждающие) фильтры. Они не уступают по своим параметрам фильтрам, реализованным на катушках индуктивности и конденсаторах, а иногда и превосходят их, особенно в области частот звукового диапазона. Отсутствие катушки индуктивности открывает широкие перспективы применения АФ в малогабаритных радиолюбительских конструкциях.

Простейшие *RC*-цепи пассивных ФНЧ — Г-образная и Т-образная представлены соответственно на рис. 59,*а*, *б*, ФВЧ — на рис. 60,*а*, *б*, полосового заграждающего фильтра, состоящего из параллельно соединеиных Т-образных цепей ФНЧ и ФВЧ (двойной Т-образный мост), — на рис. 61. Частоту, на которой сопротивления резистора и конденсатора равны, называют граничной частотой $f_{\text{ф}}$ или частотой среза:

$$f_{\text{ф}} = 1/2\pi RC \approx 1/6{,}3\,RC. \tag{48}$$

Затухание звена *RC*-фильтра определяется соотношением сопротивлений резистора *R* и конденсатора $1/\omega C$. Например, у ФНЧ на тех частотах, для которых сопротивление конденсатора значительно больше, чем сопротивление резистора, затухание, вносимое фильтром, мало, и напряжение на выходе *RC*-фильтра почти равно входному. С увеличением частоты сопротивления конденсатора резко уменьшается. Это приводит к уменьшению выходного напряжения и увеличению затухания фильтра. Крутизна спада АЧХ простейшей однозвенной цепи очеиь мала и составляет 6 дБ/октава. Для ее увеличения применяют чаще всего два или три звена.

Определение $f_{\text{ф}}$ и элементов *RC*-фильтра верхних частот, а также резонансной частоты $f_{\text{р}} = f_{\text{ф}}$ и элементов полосового *RC*-фильтра производят так же,

как и *RC*-фильтра нижних частот. Следует иметь в виду, что в полосовом заграждающем *RC*-фильтре наиболее узкая полоса пропускания получается при условии, когда $C_1=C_2=0{,}5C_3$ и $R_1=R_2=2R_3$. Параметры пассивных элементов фильтров следует подбирать с точностью ±1% от расчетной. При подборе элементов необходимо учитывать их температурную нестабильность. В активных фильтрах лучше использовать резисторы типа МЛТ или УЛМ с двойным-тройным запасом по мощности рассеяния и слюдяные конденсаторы, обладающие наименьшим температурным коэффициентом емкости.

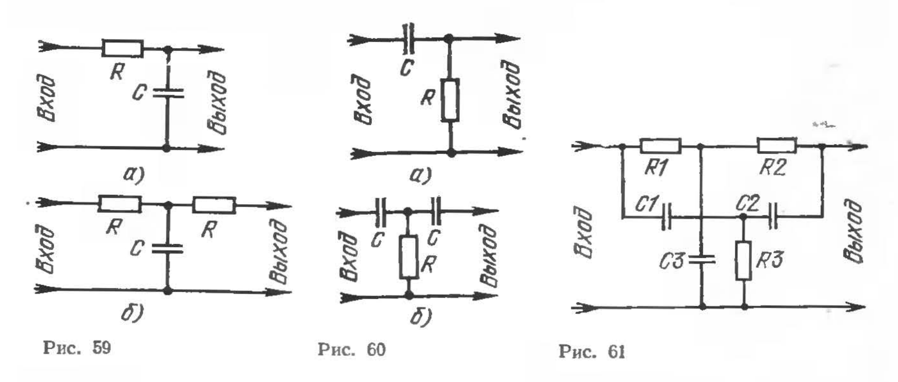


Рис. 59 Рис. 60 Рис. 61

Так как пассивные *RC*-фильтры имеют малую крутизну спада АЧХ и большое затухание (потери энергии сигнала) в пределах полосы пропускания, то для повышения крутизны спада и уменьшения затухания к ним подключают активные элементы — транзисторы. Поэтому такие частотно-избирательные *RC*-фильтры и называются активными. В простейшем случае транзисторы в них включены по схеме с эмиттерным (рис. 62,*а*, *б*) или истоковым повторителем.

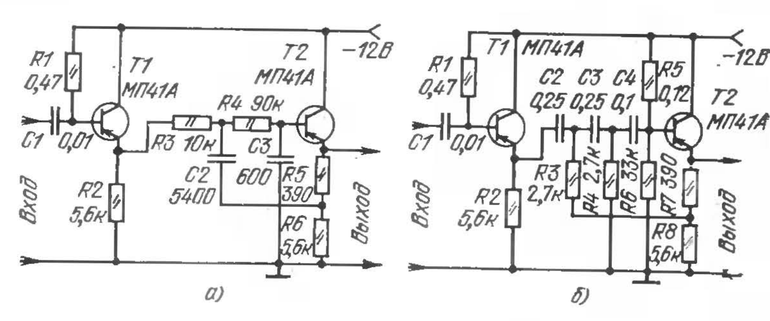


Рис. 62

Так как повторитель не меняет фазы входного сигнала, то пассивное *RC*-звено включается в цепь ПОС, благодаря чему компенсируются потери энергии сигнала и тем самым повышается крутизна спада АЧХ фильтра в целом. Сам же эмиттерный повторитель (см. гл. 1, § 3) представляет собой каскад со 100%-ной последовательной ООС по напряжению во всей полосе пропускания.

Поскольку в цепь ОС включены конденсаторы *C2* и *C3* (рис. 62,*а*), то ПОС и ее глубина получаются частотно-зависимыми, что сильно влияет на коэффициент передачи ФНЧ. В области средних частот сигналы ослабляются ма-

ло. С увеличением частоты (в области верхних частот) входной сигнал начинает сильнее ослабляться пассивным фильтром, но одновременно усиливается действие ПОС, компенсируя это ослабление. При дальнейшем повышении частоты коэффициент передачи фильтра резко уменьшается. Скорость его уменьшения (крутизна спада АЧХ) определяется одновременно увеличением затухания, вносимого пассивным фильтром, а также ослаблением ПОС с увеличением частоты. Благодаря ПОС крутизна спада и полоса пропускания у активного фильтра больше, чем у пассивного. Аналогично работает и активный ФВЧ (рис. 62,*б*).

Несмотря на ПОС, рассмотренные активные фильтры обладают достаточной устойчивостью и стабильностью характеристик, так как в каскаде на эмиттерном повторителе одновременно действует сильная ООС. Его коэффициент передачи, а следовательно, и петлевое усиление обычно меньше единицы и мало зависят от дестабилизирующих факторов.

Если какой-либо из рассмотренных пассивных *RC*-фильтров включить в цепь ООС одного или нескольких усилительных каскадов, то его действие на АЧХ усилителя будет противоположным тому, когда он включен в межкаскадную цепь прямой передачи сигнала. Так, ФНЧ, не пропускающий в цепи ОС частоты выше $f_ф$ (на них ОС отсутствует, и поэтому усиление каскада максимально), действует как ФВЧ и наоборот. Заграждающий полосовой *RC*-фильтр — действует как пропускающий и наоборот.

Практические схемы сравнительно простых однокаскадных активных ФНЧ и ФВЧ представлены соответственно на рис. 62,*а*, *б*. Первый (ФНЧ) с частотой среза около 3400 Гц состоит из двухзвенного пассивного *RC*-фильтра (*R3*, *C2* и *R4*, *C3*) и активного элемента — эмиттерного повторителя на транзисторе *T2*. Часть выходного напряжения с резистора *R6* через конденсатор фильтра *C2* подается на базу транзистора *T2*, создавая таким образом частотно-зависимую ПОС. Выбором сопротивления резистора *R5* можно регулировать в небольших пределах глубину ОС, а с ней — коэффициент передачи эмиттерного повторителя и неравномерность АЧХ вблизи области среза. С увеличением сопротивления резистора *R5* глубина ОС уменьшается. Так как входное сопротивление фильтра невелико, то для его повышения (до 250 кОм) использован эмиттерный повторитель на транзисторе *T1*.

Другой (ФВЧ) с частотой среза около 270 Гц также состоит из двухзвенного пассивного *RC*-фильтра (*R3*, *C2* и *R4*, *C3*) и активного элемента — эмиттерного повторителя на транзисторе *T2*. Функции остальных цепей аналогичны функциям предыдущего ФНЧ. Исключение составляет цепь, состоящая из делителя напряжения на резисторах *R5* и *R6* и конденсатора *C4*. Она выполняет функцию цепи смещения и межкаскадной разделительной цепи по постоянному току.

При расчете элементов и характеристик рассмотренных активных *RC*-фильтров следует руководствоваться приводимыми ниже соотношениями и графиками.

Семейства зависимостей коэффициентов передачи ФНЧ — $M_н$ и ФВЧ — $M_в$ от частоты $\Omega_н$ и $\Omega_в$ для различных коэффициентов затухания $\delta_н$ и $\delta_в$ представлены в нормированном виде на рис. 63,*а*, *б*.

Для ФНЧ коэффициент затухания $\delta_н=(a_н+b)/2$, где $a_н=1+R_3/R_4$ и $b=1-K_К$, где $K_К$ — коэффициент передачи эмиттерного повторителя.

Для ФВЧ коэффициент затухания $\delta_в=(a_в+b)/2$, где $a_в=1+C_3/C_2$.

Как видно из рис. 63, с уменьшением коэффициента затухания крутизна спада АЧХ растет. При $\delta_н \leqslant 0{,}6$ или $\delta_в \leqslant 0{,}6$ крутизну можно принять равной 12 дБ/октава для одного каскада, но при этом увеличивается и неравномерность АЧХ.

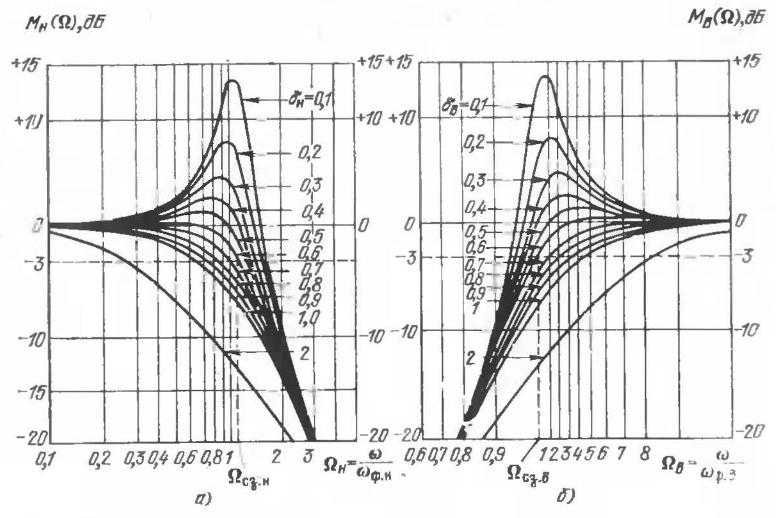


Рис. 63

На одном и том же уровне отсчета $M_{сз.н}$, $M_{сз.в}$ каждому значению коэффициента затухания соответствует своя частота среза $f_{сз.н}$ (ФНЧ), $f_{сз.в}$ (ФВЧ). Заданная частота среза и граничная частота RC-цепи $f_{ф.н}$ (ФНЧ) или $f_{ф.в}$ (ФВЧ) связаны соотношениями

$$f_{ф.н} = 1/2\pi R_3 C_2 = 1/2\pi R_4 C_3 = f_{сз.н}/\Omega_{сз.н} \text{ и}$$

$$f_{ф.в} = 1/2\pi R_3 C_2 = 1/2\pi R_4 C_3 = f_{сз.в}/\Omega_{сз.в},$$

где $\Omega_{сз.н}$ и $\Omega_{сз.в}$ — коэффициенты, зависящие соответственно от $\delta_н$ и $\delta_в$ для выбранного уровня отсчета $M_{сз.н}$ и $M_{сз.в}$. Их можно определить из графиков на рис. 63 для принятого уровня отсчета (обычно —3 дБ, пунктирная прямая на рис. 63).

На практике расчеты по приведенным формулам и графикам дают удовлетворительные результаты при условии, что входное сопротивление эмиттерного повторителя в 10—20 раз превышает суммарное сопротивление резисторов *R2*, *R3* и *R4* для ФНЧ и в 10—20 раз превышает сопротивление резистора *R6* для ФВЧ. Для ФНЧ с истоковым повторителем сумма сопротивлений последовательно соединенных резисторов в цепи затвора не должна превышать максимально допустимого сопротивления (обычно около 10 МОм). При расчете элементов не следует задаваться очень большими сопротивлениями резисторов, так как это может привести к неустойчивой работе каскада.

Повышение крутизны спада АЧХ активных RC-фильтров, а также реализация разделительного или полосового фильтра легко достигается составлением их из нескольких одинаковых или различных (один ФНЧ, а другой ФВЧ — для разделительного или полосового фильтра) звеньев. Причем согласования звеньев между собой не требуется: вход последующего каскада RC-фильтра подключается непосредственно к выходу предыдущего.

Для ориентировочного нахождения числа одинаковых каскадов — ФНЧ или ФВЧ требуемую крутизну спада АЧХ следует разделить на 12 дБ/октава (крутизна спада АЧХ для одного каскада). При этом следует учитывать, что частота среза многокаскадного активного RC-фильтра изменяется, так как она зависит от числа каскадов. Частота среза однокаскадного фильтра $f_{сз}$ и заданная частота среза n-каскадного фильтра $f_{сзn}$ как для ФНЧ, так и для ФВЧ связаны соотношением: $f_{сзn} = d f_{сз}$, где d — коэффициент, учитывающий число каскадов. Его значения приведены в табл. 3.

Таблица 3

δ	0,6	0,7	0,8
n	*d*	*d*	*d*
1	0,87	0,99	1,15
2	1,01	1,24	1,54
3	1,08	1,37	1,82
4	1,12	1,47	2,05
5	1,15	1,67	2,50

На рис. 64 приведены схемы двух других активных RC-фильтров, имеющих частоты среза АЧХ $f_{сз.н}=80$ Гц и $f_{сз.в}=4500$ Гц, с большой крутизной спада АЧХ (не менее 80 дБ на октаву для ФНЧ и не менее 60 дБ на октаву для ФВЧ). Пассивные фильтры в них состоят из двух секций. Первая (основная) образована трехзвенной RC-цепью ФНЧ *R2, C1*; *R3, C2*; *R5, C3* (на рис. 64,*а*) или ФВЧ *R1, C1*; *R2, C2*; *R4, C3* (на рис. 64,*б*). Вторая секция представляет собой двойной Т-образный мост, состоящий из *R6, R9, C5* и *C4, C6, R8* (на рис. 64,*а*) или *R6, R8, C5* и *C4, C6, R7* (на рис. 64,*б*). Она предназначена для увеличения крутизны спада АЧХ.

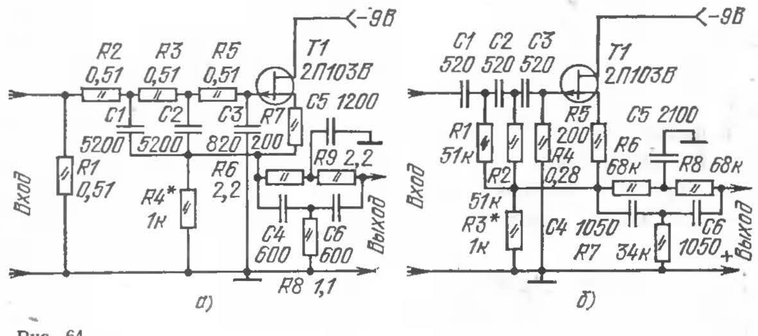


Рис. 64

По принципу действия данные активные фильтры аналогичны предыдущим. Некоторым схемным отличием является то, что напряжение ПОС с выхода истокового повторителя вводится на его вход (затвор транзистора *T1*) через два первых звена трехзвенной (а не через одно двухзвенной, как в предыдущем случае) RC-цепи.

Расчетные соотношения между пассивными элементами отдельных секций ФНЧ или ФВЧ и двойного Т-образного моста, обеспечивающие максимально возможную крутизну спада АЧХ при неравномерности в плоской части ее менее ±1 дБ, таковы: $R_2=R_3=R_5$; $C_1=C_2$; $C_3=(0{,}15—0{,}16)C_1$; $R_6=R_9$; $R_8=0{,}5R_6$; $C_4=C_6$; $C_5=2C_4$ (для ФНЧ) и $R_1=R_2$; $R_4=(5{,}5—5{,}6)R_1$; $C_1=C_2=C_3$; $R_6=R_8$; $R_7=0{,}5R_6$; $C_4=C_6$; $C_5=2C_4$ (для ФВЧ).

Граничные частоты $f_{ф.н}$ и $f_{ф.в}$ трехзвенной *RC*-цепи и двойного Т-образного моста ($f_т$) определяются по формулам:

$$f_{ф.н} = 1/2\,\pi\, R_2\, C_1;\qquad f_{ф.в} = 1/2\,\pi\, R_1\, C_1;\qquad f_т = 1/2\,\pi\, R_6\, C_4.$$

Экспериментально снятые графики АЧХ активных ФНЧ и ФВЧ с трехзвенными *RC*-цепями изображены на рис. 65,*а*, *б*. На рис. 66 изображен аналогичный график для двойного Т-образного моста.

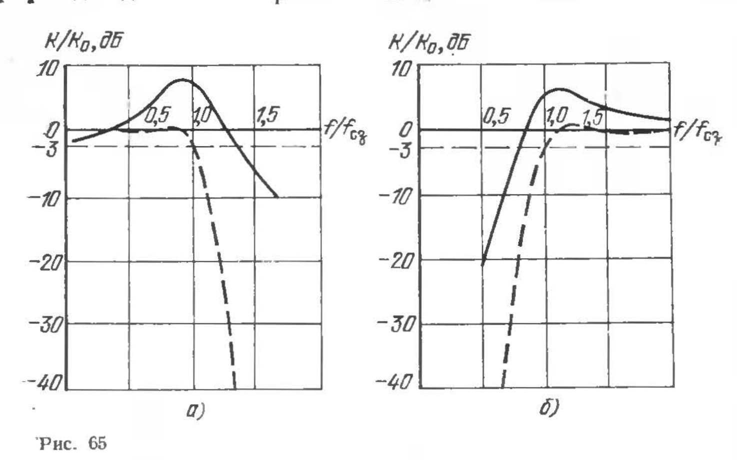


Рис. 65

Соответствующим смещением графиков рис. 65 и 66 по шкале частот можно подобрать результирующую АЧХ с весьма крутым спадом в переходной области (от пропускания сигнала до его полного затухания). Экспериментально установлены следующие наиболее оптимальные соотношения между частотами $f_{ф.н}$, $f_{ф.в}$, $f_т$ и частотами среза $f_{сз.н}$ и $f_{сз.в}$ (на уровне —3 дБ) всего фильтра в целом: $f_{ф.н}=0{,}75f_{сз.н}$; $f_т=1{,}5f_{сз.н}$; $f_{ф.в}=0{,}5f_т$ (для ФНЧ) и $f_{ф.в}=1{,}33f_{сз.в}$; $f_т=0{,}5f_{сз.в}$; $f_{ф.в}=2{,}66f_т$ (для ФВЧ).

На рис. 65,*а*, *б* пунктиром показаны АЧХ активных ФНЧ и ФВЧ, параметры которых рассчитаны согласно приведенным формулам.

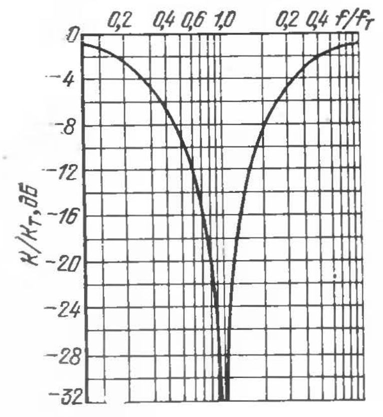


Рис. 66

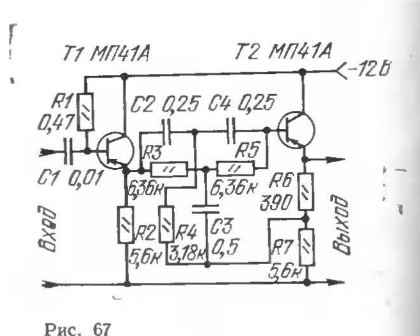


Рис. 67

Полосовые активные *RC*-фильтры нашли применение не только как пропускающие сигналы, но и как задерживающие (заграждающие) их в определенной полосе частот. Они «вырезают» в АЧХ узкую полосу частот, и тем самым позволяют избавиться от мешающего сигнала или фона, частота (или частоты) которого находятся в этой полосе. Схема такого фильтра с двойным Т-образным мостом приведена на рис. 67. Эмиттерный повторитель на транзисторе *T1* сводит к минимуму влияние источника сигнала на активный *RC*-фильтр, а эмиттерный повторитель на транзисторе *T2* является активным элементом самого фильтра. При указанных на рис. 67 сопротивлениях резисторов *R3*—*R5* и емкостей конденсаторов *С2*—*С4* фильтр настроен на резонансную частоту 100 Гц и его добротность равна 20.

Более простой активный полосовой фильтр можно также собрать на одном ПТ. На рис. 68 показана его принципиальная схема. Входной сигнал на затвор полевого транзистора *T1* поступает через частотно-зависимую цепь, состоящую из резисторов *R1*, *R2* и конденсаторов *С2*, *С3*. Эта цепь образует ФНЧ с частотой среза 3400 Гц. Фильтр верхних частот образуется Т-образной цепью, состоящей из резистора *R5* и конденсаторов *С4*, *С5*. Резистор *R3* обеспечивает развязку между цепями фильтров. В полосе пропускания частот 300—3400 Гц (при неравномерности АЧХ 0,9 дБ) такой фильтр имеет коэффициент передачи по напряжению 0,65 и крутизну спада АЧХ 22 дБ/октава за частотой среза 3400 Гц. На его вход можно подавать напряжение сигнала до 1 В.

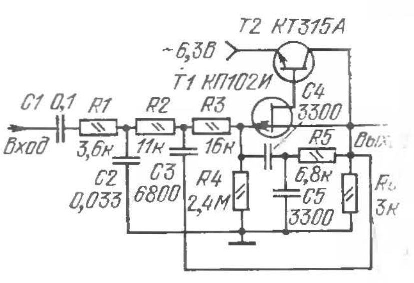


Рис. 68

26. РЕГЕНЕРАТИВНЫЙ КАСКАД ПОВЫШЕННОЙ СТАБИЛЬНОСТИ

Как уже было сказано в гл. 4, увеличение глубины ПОС в резонансных усилителях для улучшения их характеристик ограничивается возрастающей нестабильностью работы и возможностью самовозбуждения. Для повышения стабильности такого регенеративного усилителя можно ввести ООС, постоянную по глубине и практически не зависящую от частоты в широком диапазоне. Обычно для этого в эмиттерную цепь БТ регенератора (см. рис. 46) включают не зашунтированный конденсатором резистор $R_э$, который, кроме задания режима БТ на постоянном токе, создает последовательную ООС по току. Такое сочетание параллельной ПОС по току и последовательной ООС по току (комбинированная ОС по входу) позволяет значительно повысить селективные и усилительные свойства регенератора без ухудшения их стабильности [7].

Для регенератора с такой комбинированной ОС коэффициент регенеративного усиления

$$K_{р.у} = \frac{Q_э}{Q_к} = \frac{1 + SR_э}{1 + S(R_э - M/Cr)}. \tag{49}$$

Выражение (49) показывает, что $K_{р.у}$ зависит в основном от соотношения слагаемых, входящих в скобки. При $R_э \gg M/Cr$ коэффициент $K_{р.у} \approx 1$, при ра-

венстве действий ПОС и ООС ($R_э=M/Cr$), т. е. в условиях, эквивалентных отсутствию ОС, $K_{р.у}=1+SR_э$ и при $R_э \ll M/Cr$ $K_{р.у}$ возрастает до больших значений. Из выражения (49) также можно видеть, что по сравнению с обычным контуром (отсутствие ОС) действие комбинированной ОС по входу увеличивает его добротность в $(1+SR_э)$ раз; одновременное увеличение глубины ООС и ПОС приводит к увеличению эквивалентной добротности, сохраняя стабильность параметров прежней. Таким образом, подбором параметров слагаемых в выражении (49) можно добиться требуемой эквивалентной добротности и, следовательно, селективности. Экспериментально установлено, что введение такой комбинированной ОС в регенератор позволяет увеличить $Q_к$ в 100—120 раз при удовлетворительной стабильности его работы.

Принципиальная схема регенератора, в котором используется комбинированная ОС по входу, приведена на рис. 69. Транзисторы *T1* и *T3* включены по схеме эмиттерного повторителя и необходимы для уменьшения влияния соседних каскадов на регенератор, собранный на транзисторе *T2*. Последовательная

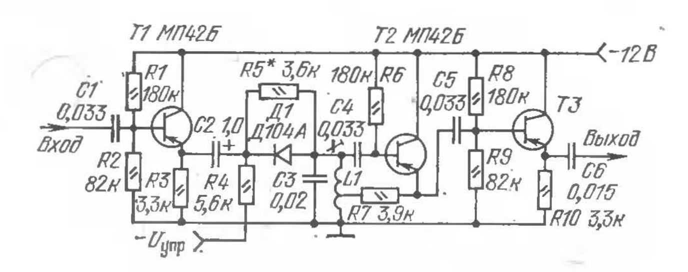


Рис. 69

ООС по току в нем осуществляется резистором *R7*, а параллельная ПОС по току — автотрансформаторным включением цепи эмиттера *T2* в контурную катушку индуктивности *L1*. Полоса пропускания и $Q_к$ колебательного контура *L1*, *C3*, настроенного на частоту 12 кГц, зависят от сопротивления резистора *R5** и дифференциального сопротивления (сопротивления переменному току) диода *Д1*, смещенного в прямом направлении подачей начального отрицательного напряжения на его катод через резистор *R4*. Изменением управляющего напряжения $U_{упр}$ можно изменять дифференциальное сопротивление диода *Д1*, шунтирующего колебательный контур, и, как следствие, ширину полосы пропускания регенератора. При увеличении его сопротивления полоса пропускания уменьшается. Предельное сопротивление, шунтирующее контур, ограничивается сопротивлением резистора *R5**, выбираемым из условий отсутствия самовозбуждения и требуемой минимальной полосы пропускания, которая в рассматриваемом регенераторе изменяется в пределах 8—200 Гц.

Конденсатор *C3* колебательного контура составлен из двух конденсаторов, емкостью по 0,01 мкФ каждый (обязательно с малым температурным коэффициентом емкости). Катушка индуктивности *L1* имеет 143 витка с отводом от 28-го витка, считая от нижнего по схеме вывода. Она намотана проводом ПЭВ-1 диаметром 0,23 мм и помещена в броневой ферритовый магнитопровод марки Б18М1500НМ3 с внутренним зазором 0,05 мм и подстроечным сердечником из феррита марки 800 НН.

ГЛАВА ШЕСТАЯ

МНОГОПЕТЛЕВАЯ ОБРАТНАЯ СВЯЗЬ И ПРАКТИЧЕСКИЕ СХЕМЫ ЕЕ ПРИМЕНЕНИЯ

27. БЕСТРАНСФОРМАТОРНЫЕ УСИЛИТЕЛИ ЗВУКОВЫХ ЧАСТОТ

Сравнительно простые схемы бестрансформаторных усилителей с применением только одной цепи ООС были рассмотрены в гл. 3, § 16. Применение нескольких цепей как отрицательных, так и положительных ОС дает возможность улучшить некоторые показатели и свойства таких усилителей.

Особенность УНЧ, схема которого приведена на рис. 70, состоит в том, что в нем использованы оба типа ОС: ООС по току, охватывающая каждый каскад на транзисторах *T1*, *T2* и ПОС по напряжению, охватывающая каскады на транзисторах *T2—T4*, т. е. практически весь усилитель. Благодаря этому достигается хорошая линейность и малые искажения усиливаемого сигнала, а в двухтактном выходном каскаде возможно использовать транзисторы *T3* и *T4* без подбора их по параметрам.

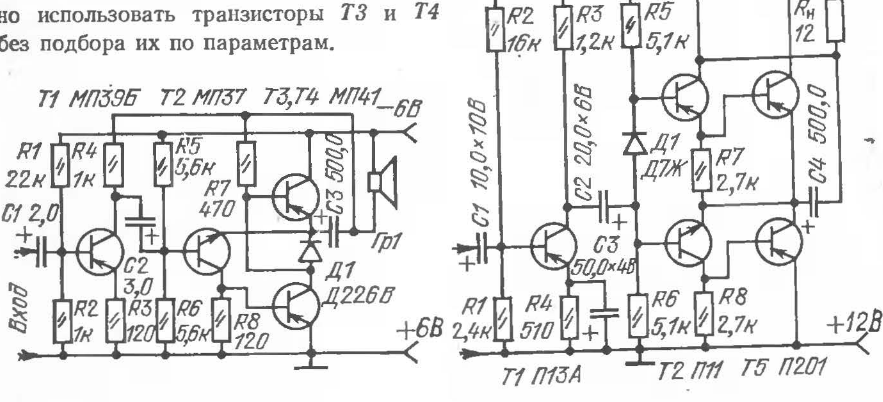


Рис. 70

Рис. 71

Усилитель работает следующим образом. Входной сигнал подается на каскад предварительного усиления, собранный на транзисторе *T1*. Нагрузка этого каскада (резистор *R4*) подключена к общей точке громкоговорителя *Гр1* и разделительного конденсатора *C3*. Возникающее при этом на сопротивлении звуковой катушки громкоговорителя напряжение ООС поступает через коллекторную цепь транзистора *T1* в цепь базы транзистора *T2* с *n-p-n* проводимостью (в отличие от проводимости остальных транзисторов), чем снижается влияние емкости конденсатора *C3* на граничную частоту в области нижних частот. Напряжение ПОС поступает со звуковой катушки громкоговорителя через резистор *R7* на базу транзистора *T3* выходного каскада.

Режим фазоинверсного каскада на транзисторе *T2* устанавливается резисторами *R5* и *R6* так, чтобы напряжение на эмиттерах транзисторов *T2* и *T3* составляло половину напряжения источника питания. В каскаде на транзисторе *T2*, благодаря сопротивлению в цепи эмиттера, образованному параллельным соединением диода *Д1*, резистора *R7* и внутреннего сопротивления транзистора *T3*, создается глубокая ООС по току.

Напряжение сигнала, поступающего с фазоинверсного каскада на базу транзистора *Т4*, в отрицательный полупериод сигнала открывает его. В отсутствие же сигнала этот транзистор находится практически в закрытом состоянии. Усиленный им по мощности сигнал через разделительный конденсатор *С3* подается на громкоговоритель *Гр1*. Появляющееся в это время на сопротивлении диода *Д1* (в прямом направлении) напряжение запирает транзистор *Т3*. Это соответствует одному такту работы двухтактного выходного каскада на транзисторах *Т3* и *Т4*. В положительный полупериод сигнала (другой такт) транзистор *Т4* закрывается, а сигнал усиливается транзистором *Т3*.

Наибольшая выходная мощность такого бестрансформаторного усилителя достигает 250 мВт. Его усиление по току около 10^3 раз (60 дБ) при хорошей температурной стабильности работы. При выходной мощности, равной 95% от максимальной, искажения на частоте 1 кГц составляют около 0,3%. При напряжении источника питания 6 В ток покоя равен 10 мА, максимальный ток — 80 мА.

На рис. 71 приведена схема другого бестрансформаторного УНЧ, расчет и изготовление которого выполнили С. Бать и А. Буденный. Оконечный каскад усилителя построен на двойных эмиттерных повторителях (транзисторы *Т2—Т5*). Благодаря 100%-ной ООС по напряжению оконечный каскад не критичен к разбросу параметров транзисторов и имеет коэффициент усиления по напряжению несколько меньше единицы, поэтому для получения номинальной мощности на его вход необходимо подавать напряжение с амплитудой близкой *E*/2. С предварительного каскада на транзисторе *Т1* можно получить без искажений амплитуду напряжения около *E*/3. Для расширения его амплитудной характеристики используется параллельная ПОС по напряжению. Для этого один из концов резистора *R3* подключается к точке соединения сопротивления нагрузки $R_н$ и конденсатора *С4*, где напряжение относительно общего заземляемого провода усилителя при номинальной мощности превышает напряжение источника питания *E*. Петля ПОС, образуемой сопротивлением нагрузки $R_н$, охватывает резистор *R3* и оконечный каскад на транзисторах *Т2—Т5*.

Через резистор *R2* с выхода усилителя на его вход подается напряжение ООС. В результате такого включения конденсатор *С4* оказывается внутри петли параллельной ООС по напряжению. Это улучшает АЧХ в области низких частот, и выходное сопротивление усилителя существенно снижается. Использование в оконечном каскаде транзисторов с разным типом проводимости (тип проводимости транзистора *Т2* отличается от остальных) позволяет подавать двухполярный сигнал с каскада предварительного усиления на транзисторе *Т1* на вход оконечного каскада (транзисторы *Т2—Т5*) без применения фазоинверсного каскада или трансформатора.

Некоторая особенность схемного соединения транзисторов оконечного каскада — при подаче напряжения питания громкоговорители должны быть подключены во избежание выхода из строя транзисторов оконечного каскада.

При номинальной выходной мощности 1 Вт усилитель потребляет от источника питания ток 140 мА и имеет КПД 60%. В качестве нагрузки на выходе усилителя установлены два последовательно соединенных громкоговорителя типа 1ГД-9, имеющие каждый сопротивление звуковой катушки 6 Ом ($R_н$= =12 Ом).

28. УСИЛИТЕЛИ ЗВУКОВЫХ ЧАСТОТ С НЕПОСРЕДСТВЕННОЙ СВЯЗЬЮ КАСКАДОВ

Применением нескольких ОС различного вида в усилителях с непосредственной связью между каскадами можно достичь значительного улучшения качественных показателей: высокой температурной стабильности работы, малой чувствительности к изменению напряжения источника питания, существенного уменьшения нелинейных искажений, отсутствия необходимости в специальном подборе транзисторов и др.

Кроме того, такие усилители имеют более равномерную полосу пропускания, начинающуюся от постоянного тока ($f_н=0$) и до некоторой $f_в$, повышенное входное сопротивление, малый уровень собственных шумов и содержат меньшее количество деталей, в том числе крупногабаритных электролитических конденсаторов, а также имеют лучшую экономичность. Этого можно достичь лишь при введении нескольких цепей глубокой ООС по постоянному току, охватывающих как весь усилитель, так и отдельные его каскады.

На рис. 72 приведена схема двухтранзисторного усилителя, экспериментально исследованная К. Качуриным и примененная им в качестве усилительного звена в различных радиолюбительских конструкциях. Исследования показали, что двух-, трех- и даже четырехкаскадные усилители такого рода работают устойчиво. 65.3.28

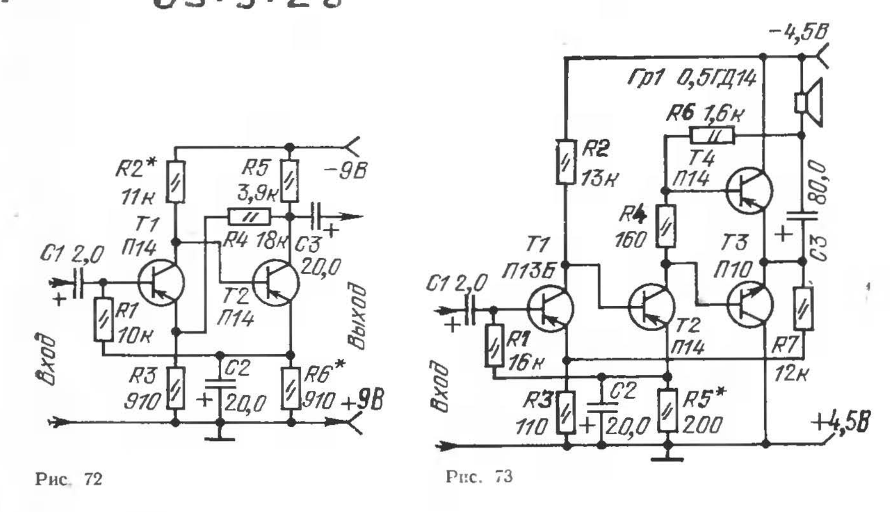


Рис. 72

Рис. 73

В рассматриваемом усилителе можно выделить две цепи ООС: первая — цепь параллельной ООС по постоянному току (резистор *R1*, входное сопротивление транзистора *Т1*); и вторая — цепь последовательной ООС по напряжению (резисторы *R3* и *R4*). При таком сочетании ООС весьма эффективна. Для установления исходного режима покоя достаточно подобрать сопротивление резисторов *R2** или *R6**. Так как резистор *R3* не зашунтирован конденсатором, то в усилителе кроме ООС по постоянному току присутствует ООС по переменному току, уменьшающая искажения сигнала. Применяя такой усилитель в качестве предварительного, можно собрать УНЧ по схеме, приведенной на рис. 73. В нем, как и в ранее рассмотренном усилителе (см. рис. 72), последовательная

ООС по напряжению образуется резисторами *R3* и *R7*, а параллельная ООС по постоянному току — резистором *R1* и входным сопротивлением транзистора *T1*. Исходный режим работы устанавливается подбором сопротивления резистора *R5**. Следует отметить наличие в усилителе параллельной ПОС по напряжению, образованной резистором *R6* и входными сопротивлениями комплементарных (дополняющих) транзисторов *T3* и *T4*. Нагрузкой является звуковая катушка громкоговорителя 0,5ГД-14. Эта ПОС способствует повышению напряжения в цепи коллектора транзистора *T2* и лучшей работе транзистора *T4* при максимальном значении отдаваемой выходной мощности. Усилитель имеет следующие параметры: полоса пропускания от 100 Гц до 10 кГц, входное сопротивление 7 кОм, ток покоя 2,2 мА, КПД около 70%, максимальная выходная мощность 80 мВт при входном напряжении сигнала 30 мВ.

29. УСИЛИТЕЛИ ЗВУКОВЫХ ЧАСТОТ С МАЛЫМ ВЫХОДНЫМ СОПРОТИВЛЕНИЕМ

Неспособность громкоговорителя точно воспроизводить электрический сигнал объясняется возникновением колебаний на собственных (резонансных) частотах его подвижной системы. Присоединение звуковой катушки громкоговорителя к выходу усилителя оказывает на подвижную систему демпфирующее действие и тем большее, чем меньше выходное сопротивление усилителя. Это связано с тем, что при движениях звуковой катушки с диффузором кроме тока сигнала в ней появляется так называемый наведенный ток, вызванный ее собственными колебаниями в постоянном магнитном поле. Направление его таково, что возникает сила, противодействующая перемещениям катушки. С уменьшением выходного сопротивления усилителя увеличивается наведенный ток и сила торможения (демпфирование), создаваемая им.

При малом демпфировании собственные колебания подвижной системы громкоговорителя затухают достаточно долго (0,1—0,15 с). Это может привести к наложению последующего сигнала на предыдущий и значительно исказить воспроизводимый сигнал.

Для уменьшения выходного сопротивления оконечный каскад выполняют по схеме эмиттерного повторителя или на ламповых триодах с малым внутренним сопротивлением, а также применяют глубокую ООС по напряжению. В идеальном случае выходное сопротивление усилителя должно быть равно нулю. При этом условии напряжение на его выходе будет постоянным, несмотря на изменение сопротивления нагрузки. При одной ООС достижение нулевого выходного сопротивления невозможно, так как для этого необходимо иметь глубину ОС, близкую к бесконечной [см. (25)]. Однако выполнение этого условия можно добиться более простым способом — применением ПОС по току. С ее помощью легко получить нулевое или даже «отрицательное» выходное сопротивление [см. (25), (26)]. Практически применяют одновременно как ПОС по току, так и ООС по напряжению небольшой глубины (около 2—4 или 7—12 дБ). Последняя улучшает устойчивость усилителя и уменьшает искажения. При введении ПОС заметно улучшается качество воспроизведения звука, особенно в области низших частот: звук становится «мягче» и ближе к естественному.

Этот способ улучшения звучания можно применить к любому несложному транзисторному или ламповому УНЧ радиоприемника, магнитофона или электрофона. Схема включения дополнительных цепей ООС и ПОС при ламповом варианте усилителя приведена на рис. 74. Напряжение последовательной ПОС по току снимается с резистора проволочного типа *R7*, включенного через вторичную обмотку выходного трансформатора *Tp1* последовательно с нагрузкой, и подается в катодную цепь входного каскада предварительного усиления. Глубина ПОС регулируется переменным резистором *R4*. Цепь последовательной ООС по напряжению, снимаемой со вторичной обмотки выходного трансформатора *Tp1*, образована резисторами *R8*, *R3* и *R4*. Недостатком такого способа получения «нулевого» сопротивления на выходе усилителя является повышение уровня шумов: примерно в 2 раза при наибольшей глубине ПОС.

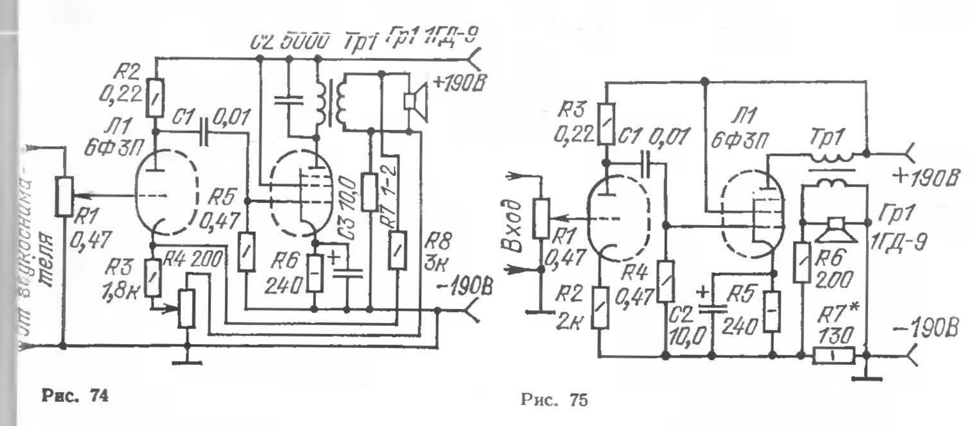


Рис. 74

Рис. 75

30. КОМПЕНСАЦИЯ ОДНОГО ВИДА ОБРАТНОЙ СВЯЗИ ДРУГИМ

Многопетлевые схемы ОС компенсационного действия можно использовать для уменьшения искажений, возникающих в громкоговорителе из-за собственных колебаний его подвижной системы, не соответствующих подаваемому на него напряжению сигнала. Компенсацией сигнала на выходе усилителя в цепи его ОС и подаче на вход усилителя с помощью цепи ООС только напряжения искажений можно значительно уменьшить последние.

Такая компенсация несложно осуществляется в двухкаскадном ламповом УНЧ, схема которого приведена на рис. 75. На резисторе *R7** создается напряжение ОС, вызванное, с одной стороны, падением напряжения от протекающих по нему катодных токов ламп усилителя, главным образом тока выходной (пентодной части) лампы 6Ф3П (ПОС), и, с другой — подачей на него через резистор *R6* напряжения со звуковой обмотки громкоговорителя *Гр1* (ООС). Сопротивления резисторов *R7** и *R6* подобраны так что эти два напряжения ОС (на резисторе *R7**) равны и сдвинуты по фазе на 180° (находятся в противофазе) и тем самым нейтрализуют одно другим при отсутствии искажений в громкоговорителе. При этом условии напряжение ОС, подаваемое на вход усилителя, равно нулю.

Если в звуковой катушке громкоговорителя при подаче на нее большого сигнала индуктируется напряжение, обусловленное собственными колебаниями диффузора, оно подается на резистор *R7* без компенсации, так как в анодном токе выходной лампы соответствующей составляющей нет. Благодаря тому, что резистор *R7* входит в катодную цепь лампы первого каскада, напряжение

искажений прикладывается между ее сеткой и катодом, что и создает последовательную ООС по напряжению, которая компенсирует в F раз только искажения, возникающие в громкоговорителе, и не уменьшает усиление сигнала. Кроме того, противофазное подключение обмоток трансформатора снижает суммарный ток подмагничивания выходного трансформатора.

Этот способ улучшения воспроизведения звуковых сигналов можно применить в любом двухкаскадном усилителе, в том числе выполненном на транзисторах по аналогичной схеме.

ГЛАВА СЕДЬМАЯ

ПАРАЗИТНЫЕ ОБРАТНЫЕ СВЯЗИ И СПОСОБЫ ИХ УСТРАНЕНИЯ

31. ОСНОВНЫЕ ВИДЫ ПАРАЗИТНОЙ ОБРАТНОЙ СВЯЗИ

Нередко радиолюбитель, построив радиоприемник или УЗЧ, сталкивается с явлением самопроизвольного возникновения колебаний при его включении. В наиболее распространенном типе радиоприемника — супергетеродинном, в котором усиление сигналов происходит последовательно в отдельных его узлах на высокой, промежуточной и звуковой частотах, самовозбуждение может возникнуть при определенных условиях (см. гл. 2, § 8) в любом из перечисленных узлов. Распознать самовозбуждение подчас бывает трудно, особенно когда оно проявляется на высокой или промежуточной частотах и не воспроизводится громкоговорителем в виде свиста различного тона или переменной амплитуды, периодически повторяющихся редких щелчков или частого треска, характерных для паразитных колебаний на звуковых частотах.

Паразитные ОС в усилителе не обязательно приводят к его самовозбуждению. Чаще всего они искажают АЧХ и ФЧХ, изменяют отдельные параметры, создают режим неустойчивой работы, зависящей от интенсивности принимаемого сигнала или подключения измерительных приборов. Выявление таких ОС является сложной задачей. Это относится как к положительной, так и к отрицательной паразитным ОС. Так как последняя не приводит к заметному ухудшению показателей усилителя, а даже может их несколько улучшить, то на нее обычно не обращают особого внимания и все усилия сосредоточивают на устранение паразитной ПОС [8].

Известно, что одним из условий возникновения колебаний является выполнение равенства $\beta K=1$ или $\beta=1/K$. Следовательно, чем больше усиление в петле ОС, тем меньше значение β, которое необходимо для возникновения паразитных колебаний. Поэтому при конструировании усилителей следует обращать особое внимание на то, чтобы не образовывались паразитные петли ОС, в которых усиление колебаний с одинаковой частотой достигает больших значений. В первую очередь это относится ко входным цепям и первым каскадам усилителя, которые являются его самым чувствительным местом, так как сигнал, подаваемый на вход усилителя, получает наибольшее усиление, и тогда даже при очень малых значениях β могут появиться паразитные колебания.

Возникающие в усилителе паразитные ОС обусловлены многими причинами. Основные из них сводятся к следующим: резистивно-емкостная проводимость между электродами активных элементов; внутреннее сопротивление общего источника питания; емкостное и индуктивное взаимодействие между радиоэлементами и монтажными проводами входных и выходных цепей; цепи глубокой ООС, способствующие возникновению ПОС на частотах вне полосы пропускания (см. гл. 2, § 8).

32. ВНУТРИТРАНЗИСТОРНЫЕ ОБРАТНЫЕ СВЯЗИ И ИХ КОМПЕНСАЦИЯ

Как было показано в гл. 1, § 3, благодаря наличию электрической проводимости между электродами транзистора входные и выходные цепи усилительного каскада могут оказаться связанными сильной ОС. При такой связи изменение режима выходной цепи значительно отражается на режиме входной цепи и наоборот. Эта внутренняя двухсторонняя ОС приводит к взаимозависимости настроек входной и выходной цепей как отдельных каскадов, так и многокаскадного усилителя в целом, искажению формы АЧХ, зависимости входного сопротивления каскада от частоты, что особо сказывается на устойчивой работе многокаскадных УВЧ. В ПТ активные составляющие межэлектродных сопротивлений велики по сравнению с реактивными составляющими, которые обусловлены наличием межэлектродных емкостей. Поэтому при рассмотрении действия внутренних ОС в этих приборах учитывают только последние. Нередко удовлетворяются учетом действия только межэлектродных емкостей и в каскадах на БТ, например, при нейтрализации внутренних ОС.

В большинстве практических случаев нейтрализация внутренних ОС осуществляется введением внешних цепей ОС. Рассмотрим два часто встречающихся способа такой нейтрализации.

В УНЧ возрастание входной емкости до $C_{вх.ос}$ приводит не только к ограничению полосы пропускания, как об этом было сказано в гл. 1, § 3, но и к появлению нежелательных резонансов, когда на входе используются индуктивные элементы, такие как магнитная головка, трансформатор и т. п. Например, появление нежелательного, четко выраженного подъема АЧХ в области 6—8 кГц может быть вызвано резонансом колебательного контура, образованного индуктивностью магнитной головки и входной емкостью усилителя. Простой расчет показывает, что в этом случае для универсальной головки 3Д24Н.21.0 с индуктивностью 80 мГ входная емкость каскада с ОЭ может составлять около 6—7 нФ. В низкочастотных БТ емкость $C_к$ составляет несколько десятков пикофарад. В усилителях с коэффициентом усиления по напряжению, равном нескольким десяткам, входная емкость резко возрастает и может достигать нескольких нанофарад. Аналогичный эффект наблюдается и в усилителях, выполненных на ПТ, но на более высоких частотах (обычно выше рабочей полосы пропускания УНЧ) вследствие того, что емкость $C_{зс}$ сравнительно невелика и обычно равна нескольким пикофарадам.

Применяя схему компенсации, приведенную на рис. 76, можно уменьшить ту часть емкости $C_{вх.ос}$, которая вызвана действием ОС, так называемую динамическую емкость. Известно (см. гл. 1, § 3), что в УНЧ у каскада с ОЭ входная емкость $C_{вх.ос}=C_{бэ}+C_к(1+K)$, а у каскада с ОК $C_{вх.ос}=C_к+C_{бэ}(1-K_к)$. В случае коллекторно-эмиттерной нагрузки, входная емкость такого каскада $C_{вх.ос}=C_{бэ}+C_к+C_кK-C_{бэ}K_к$. При выполнении равенства

$$C_к K = C_{бэ} K_к \qquad (50)$$

входная емкость каскада становится равной сумме только статических емкостей. Аналогичное равенство можно написать и для ПТ.

Коэффициенты усиления напряжения каскадом по коллекторной $K_к$ и эмиттерной $K_э$ цепям можно определить как:

$$K_к = U_{вых}/U_{вх} = I_К R_н/U_{вх} \text{ и } K = U_{вых}/U_{вх} = I_Э R_Э/U_{вх}.$$

Тогда при $I_К \approx I_Э$ равенство (50) можно представить в виде

$$C_к R_н = C_{бэ} R_э \text{ или } C_{бэ}/C_к = R_н/R_э. \qquad (51)$$

Соответственно для ПТ

$$C_{зс} R_н = C_{зи} R_и \text{ или } C_{зи}/C_{зс} = R_н/R_и, \qquad (52)$$

где $R_э$ и $R_и$ — сопротивления резисторов соответственно в цепях эмиттера и истока. Эти сопротивления обычно или указываются в справочных данных на АЭ или вычисляются, исходя из режима его работы на постоянном токе. Внутритранзисторные емкости также связаны с конкретным типом АЭ. Тогда определяемым остается только сопротивление нагрузки в цепи коллектора или стока, которое можно найти из (51) и (52).

Для БТ $R_н = (C_{бэ}/C_к)R_э$,
Для ПТ $R_н = (C_{зи}/C_{зс})R_и$.

Соотношения (51) и (52) выражают условия полной компенсации (нейтрализации) динамической емкости транзистора. При этом усиление каскада $K_{к.н} = C_{бэ}/C_к$ или $K_{к.н} = C_{зи}/C_{зс}$. Этот способ дает ощутимый эффект тогда, когда отношение емкостей в последних уравнениях значительно больше единицы. Чем оно больше, тем выше усиление каскада, при котором происходит нейтрализация динамической емкости. При незначительном отличии емкостей усиление каскада мало и применять рассмотренный способ нецелесообразно. Однако и в этом случае можно применить частичную компенсацию, исходя из минимально допустимого коэффициента усиления каскада.

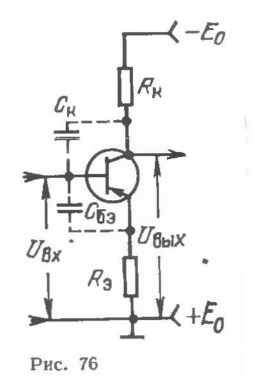


Рис. 76

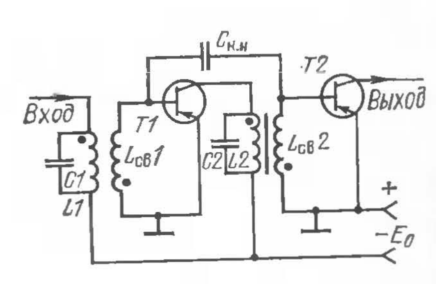


Рис. 77

Несмотря на распространенность схем УВЧ и УПЧ на транзисторах с ОЭ и параллельным контуром в качестве нагрузки в цепи коллектора, их усилительные свойства используются далеко не полностью. Этому мешает сильная внутритранзисторная связь между коллектором и базой, резко уменьшающая предельное значение коэффициента устойчивого усиления каскада $K_{уст}$.

Коэффициент $K_{уст}$ для многокаскадного резонансного усилителя на БТ выражается достаточно сложной формулой, анализ которой показывает, что он зависит от активных и реактивных составляющих внутритранзисторных межэлектродных проводимостей. Для ПТ при любом числе каскадов и полностью включенных одинаковых резонансных контурах $K_{уст} = 0{,}5\sqrt{S/\omega C_{зс}}$, где S — крутизна характеристики ПТ; $C_{зс}$ — проходная емкость (емкость затвор—сток) ПТ; ω — круговая частота усиливаемого сигнала.

Одно из направлений лучшего использования усилительных свойств транзисторов основано на введении частотно-зависимых элементов (например, резонансных контуров) в цепь внешней ООС усилительного каскада (см. гл. 3, § 17). Другое направление — нейтрализация внутритранзисторной ОС цепями внешней ОС.

Рассмотрим конкретную схему каскада резонансного усиления с внешней нейтрализующей цепью ОС (рис. 77), нашедшую определенное практическое применение в УПЧ. Так как через внутреннюю емкость $C_к$ транзистора возникает паразитная ОС, то входной (*L1*, *C1*) и выходной (*L2*, *C2*) колебательные контуры каскада (а в многокаскадных усилителях и различных каскадов) становятся взаимосвязанными. Это следует иметь в виду при первоначальной настройке их и последующей подстройке во время эксплуатации усилителя.

Для устранения такого влияния использована нейтрализующая цепь, представленная на схеме рис. 77 конденсатором $C_{к.н}$. Ее назначение — создать в катушке связи $L_{св1}$ первого контура такой ток, значение которого должно быть равно, а направление противоположно току через цепь внутренней ОС. Для получения противофазного нейтрализующего тока конденсатор $C_{к.н}$ одним концом соединен с катушкой связи $L_{св1}$, а другим — с катушкой связи $L_{св2}$ второго контура, напряжение на которой сдвинуто по фазе относительно напряжения на катушке контура *L2* на 180°. Для этого концы катушек индуктивности *L2* и $L_{св2}$, образующие высокочастотный трансформатор с коэффициентом трансформации *n*, должны быть включены встречно. Необходимый нейтрализующий ток достигается при условии, что емкость $C_{к.н}$ будет в *n* раз меньше соответствующего значения $C_к$.

Так как внутренняя ОС в транзисторах зависит не только от частоты, но и от изменения напряжения питания и температуры, добиться ее полной нейтрализации в широком диапазоне частот в условиях нормальной эксплуатации довольно трудно.

Возможна удовлетворительная нейтрализация посредством простых элементов с постоянными параметрами в неперестраиваемой полосе частот, обладающей шириной несколько сотен килогерц. Следует также учесть, что качество нейтрализации со временем ухудшается и требует постоянного контроля. На практике применение схем нейтрализации позволяет увеличить $K_{уст}$ каскада не более, чем в 2—3 раза. В широкополосных транзисторных усилителях высокой и промежуточной частот применять такую схему нейтрализации нецелесообразно.

Для нейтрализации ОС через межэлектродную емкость $C_{зс}$ ПТ в диапазонах КВ и УКВ можно применить схему, приведенную на рис. 78. С помощью трансформатора *Тр1* инвертируется фаза переменного напряжения на стоке транзистора *T1*. Конденсатор *C1**, нейтрализующий внутреннюю емкость $C_{зс}$, обеспечивает баланс (равенство) токов, протекающих через конденсаторы *C1** и $C_{зс}$, в широкой полосе частот. Усилитель с такой нейтрализацией работает

более устойчиво, чем при обычно используемой радиолюбителями «индуктивной» нейтрализации. Емкость конденсатора *C1** подбирают равной емкости $C_{зс}$ конкретного экземпляра транзистора. Для этого конденсатор *C1** целесообразно взять подстроечным типа КПК. Трансформатор *Тр1* содержит 2×3 витка провода ПЭВ-1 диаметром 0,1—0,2 мм, намотанных на кольцевом магнитопроводе К 10×7×3 из феррита 50 ВЧ. Параметры трансформатора не очень критичны, но для достижения хороших результатов обмотки должны быть выполнены с высокой степенью симметрии. Последняя сравнительно легко достигается при использовании ферритовых колец, на которых обмотки размещают согласно схеме, изображенной на рис. 79.

Следует помнить, что свойства феррита необратимо ухудшаются при его намагничивании. Подмагничивающий ток нельзя допускать более 100 мА на один виток (на два витка — соответственно 50 мА и т. д.). Поскольку емкость коллекторного перехода БТ зависит от постоянного напряжения на коллекторе, то в качестве нейтрализующего конденсатора целесообразно применить закрытый переход однотипного транзистора *T1* (рис. 80), который обеспечит нейтрализацию при изменении режима.

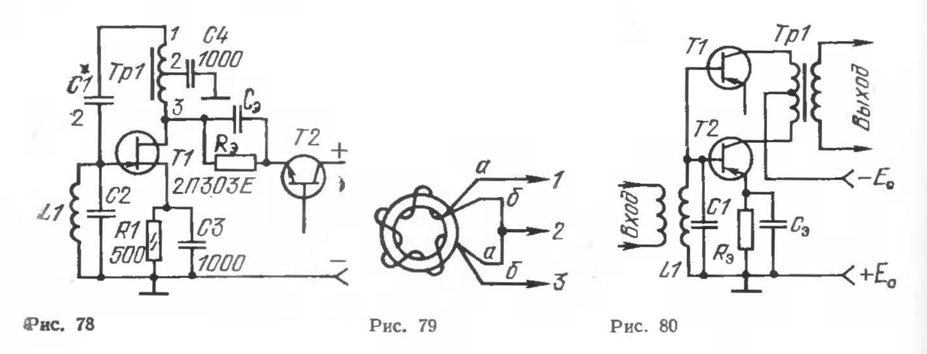


Рис. 78 Рис. 79 Рис. 80

33. ПАРАЗИТНАЯ ОБРАТНАЯ СВЯЗЬ ЧЕРЕЗ ОБЩИЙ ИСТОЧНИК ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ

Большинство транзисторных многокаскадных усилителей имеют общий источник электропитания постоянного тока. Через его внутреннее сопротивление $R_{вн}$ протекают токи сигнала всех каскадов, и на его концах появляется напряжение сигнала $U_{и.ос}$. Хотя это напряжение ничтожно мало по сравнению с напряжением, например, на нагрузке $R_{н3}$ оконечного каскада усилителя, но, попав по цепям электропитания на вход усилителя, оно может при выполнении определенных условий резко изменить свойства усилителя или даже превратить последний в генератор паразитных колебаний.

Рассмотрим влияние внутреннего сопротивления источника электропитания на примере работы трехкаскадного транзисторного усилителя, схема которого дана на рис. 81. Паразитное напряжение ОС $U_{и.ос}$ через делители напряжения смещения в цепях баз транзисторов и их коллекторные цепи поступает на базу каждого транзистора. Число образуемых петель ОС равно числу каскадов усилителя. В каждой из петель ОС ее петлевое усиление βK зависит от $R_{вн}$ и коэффициента усиления каскадов, охваченных петлей. Естественно, что при $R_{вн}=0$ эта паразитная ОС отсутствует.

Так как ток и соответствующее ему падение напряжения $U_н$ на нагрузке $R_{н3}$ оконечного каскада наибольшие по сравнению с другими каскадами, то значение $U_{и.ос}$ пропорционально $U_н$, а их полярности (фазы) совпадают. Тогда в петле ОС, охватывающей один оконечный каскад, напряжение $U_{и.ос}$, поступившее на базу транзистора *T3* через делитель напряжения (резисторы $R_{н2}$, *R5*, конденсатор $C_р$ и резистор *R6*) и усиленное этим транзистором, выделяется на нагрузке, изменив фазу на 180°. Следовательно, конечное значение $R_{вн}$ вызывает в петле ОС, охватывающей оконечный каскад усиления с ОЭ, отрицательную ОС. Так как коэффициент усиления *K* оконечного каскада сравнительно невелик, то и глубина ООС также небольшая.

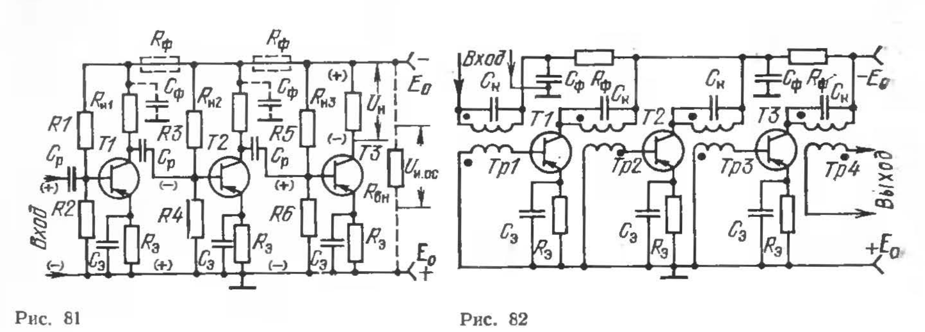


Рис. 81 Рис. 82

При охвате петлей ОС двух последних каскадов на транзисторах *T2* и *T3* напряжение на базу транзистора *T2* поступает через делитель напряжения, образуемый резисторами $R_{н1}$, *R3*, конденсатором $C_р$ и резистором *R4*. Затем усиленное обоими каскадами с двукратным изменением фаз на 180° оно выделяется на $R_{н3}$ оконечного каскада, сохранив свою полярность. Следовательно, в этой петле образуется положительная ОС. Следует заметить, что когда отсутствует каскад на транзисторе *T1* и цепи смещения напряжения базы транзистора *T2*, то в таком двухкаскадном усилителе ОС такая же, как и в предыдущем однокаскадном.

Нетрудно убедиться, что в петле ОС, охватывающей все три каскада, образование напряжения $U_{и.ос}$ и поступление его на базу транзистора *T1* через делитель напряжения (резисторы *R1* и *R2*) приведет к возникновению ООС. Так как усиление в этой петле ОС наибольшее, то и ее влияние на свойства усилителя также наибольшее.

Аналогично можно рассмотреть влияние паразитной ОС через общий источник электропитания и в многокаскадных УВЧ и УПЧ. В отличие от низкочастотного резистивного усилителя, где каждое звено, содержащее четное число каскадов, считая от оконечного каскада ко входному, образует петлю ПОС, а нечетное — петлю ООС, в усилителях высокой и промежуточной частот с трансформаторной связью возможно подобрать наилучший вариант присоединения концов обмоток трансформаторов ко входным и выходным цепям каскадов, дающий минимально возможное действие паразитных ПОС. Схема такого трехкаскадного усилителя приведена на рис. 82. Присоединяя концы обмоток трансформаторов *Тр1*—*Тр3* так, как это показано на схеме, получаем петли ООС, которые охватывают или все каскады, или два последних, т. е. петли ОС с наибольшими усилениями. Первый и третий каскады, образующие через общий

источник электропитания петлю ПОС, можно легко развязать с помощью простого резистивно-емкостного фильтра.

Таким образом, вызванные наличием $R_{вн}$ положительные и отрицательные паразитные ОС, даже при отсутствии самовозбуждения многокаскадного усилителя, приводят к изменению его параметров и характеристик. Это изменение может быть существенным. Поэтому подчас недостаточно подавить возникшую генерацию в усилителе и необходимо обеспечить такие условия его работы, при которых паразитная ОС через источник электропитания не изменяла бы свойства усилителя больше, чем это допустимо для его нормальной работы.

Для защиты от паразитных ОС через источник электропитания применяют ряд мер. Первая из них — уменьшение $R_{вн}$. Батарейные источники электропитания имеют сравнительно небольшое $R_{вн}$ — несколько ом на каждый «свежий» элемент. Для батарей при напряжении 9—12 В оно составляет около 10 Ом. Однако это сопротивление может повышаться с увеличением времени разряда, т. е. к концу его нормальной эксплуатации. Уменьшить $R_{вн}$ можно, подключив к источнику конденсатор большой емкости, обычно электролитический. Кроме того, в выпрямителях такой конденсатор в цепи фильтра позволяет лучше сгладить пульсации напряжения. Некоторый недостаток конденсатора большой емкости, как и всех конденсаторов, — повышение его реактивного сопротивления с понижением частоты. На очень низких частотах реактивное сопротивление конденсатора, даже очень большой емкости, настолько возрастает, что он перестает выполнять свои прямые функции в выпрямителе. В этом случае хорошие результаты дает включение вместо или наряду с конденсатором полупроводникового стабилитрона. Фильтр со стабилитроном, в отличие от конденсаторного, имеет очень низкое сопротивление (несколько ом) во всем диапазоне низких частот, начиная от постоянного тока. Поэтому такой выпрямитель особенно пригоден для усилителей постоянного тока. Лучшим является выпрямитель с электронным стабилизатором напряжения на выходе. Его внутреннее сопротивление $R_{вн}$ может составлять доли ома.

Вторым наиболее употребительным способом ослабления паразитной ОС является включение в выходные цепи каскадов усилителя развязывающих резистивно-емкостных фильтров (на рис. 81 показаны пунктиром $R_{Ф}$, $C_{Ф}$). В многокаскадном усилителе их можно включить последовательно, параллельно и смешанно. На практике чаще всего применяют последовательное включение (см. рис. 81), так как оно уменьшает петлевое усиление цепей паразитных ОС. Это означает, что чем больше петлевое усиление, тем больше в петле ОС встречается последовательно соединенных цепей развязывающих фильтров, общее ослабление паразитного сигнала которыми равно произведению ослаблений каждым из них.

Если допустить, что изменение коэффициента усиления напряжения K в любой петле ОС не должно превосходить 1%, то любая фильтрующая, развязывающая цепь должна уменьшать напряжение паразитной ОС не менее чем в 100 K раз. Отсюда можно рассчитать сопротивления и емкости звена развязывающего фильтра. Подробно этот вопрос освещен в работе [1].

Недостатки последовательного включения развязывающих фильтров: увеличение падения постоянного напряжения на них с увеличением числа звеньев и, как следствие, уменьшение постоянного напряжения на электродах транзисторов первых каскадов усилителя: сильное влияние на АЧХ усилителя в области низких частот, что может нарушить действие резистивно-емкостной цепочки низкочастотной коррекции АЧХ, часто применяемой в широкополосных усилителях. Если емкость конденсатора развязывающего фильтра в 20—30 раз превышает емкость конденсатора корректирующей цепи, то коррекция АЧХ не нарушается. В противном случае, когда напряжения на транзисторах первых каскадов получаются меньше тех, которые обеспечивают их нормальную работу, и нарушается действие цепей низкочастотной коррекции, следует использовать источник электропитания с электронной стабилизацией или фильтры в отдельных каскадах, входящих в петлю ПОС.

Ослабить паразитную ОС через источник электропитания можно применением двухтактного усилительного каскада (особенно оконечного), работающего в режиме класса А, в котором переменная составляющая тока сигнала, протекающая через цепь электропитания и определяющая паразитную ОС, уменьшается примерно в пять раз по сравнению с однотактным каскадом.

34. ЭЛЕКТРОСТАТИЧЕСКИЕ (ЕМКОСТНЫЕ) И МАГНИТНЫЕ (ИНДУКТИВНЫЕ) ОБРАТНЫЕ СВЯЗИ

Известно, что между любыми проводниками тока или металлическими элементами (точки A и $Б$ на рис. 83), имеющими разный электрический потенциал, существует электрическое поле и образуется емкость $C_{пар}$. Эта емкость при определенных условиях может привести к нежелательным связям, нарушающим устойчивую работу многокаскадного усилителя. Рассмотрим эти условия.

Если в точке A напряжение сигнала равно $E_{и}$, то в точке $Б$ наведенное напряжение сигнала

$$E_{нав}=E_{и}R_{пр}\sqrt{R^2_{пр}+X^2_{пар}}, \qquad (53)$$

где $x_{пар}=1/\omega C_{пар}$.

Как видно из (53), влияние паразитной емкостной связи увеличивается с повышением частоты, так как $x_{пар}$ уменьшается. Емкостные связи также увеличиваются из-за размещения вблизи входа усилителя посторонних металлических деталей, проводов и сближения первого каскада с последним.

В УНЧ паразитная емкостная ОС обычно проявляется слабо, и ее часто не принимают во внимание. В УВЧ и УПЧ эта связь становится заметной. Если принять $x_{пар}\gg R_{пр}$, что соответствует незначительной паразитной емкости (доли пикофарад), то усилитель может самовозбудиться (с учетом выполнения фазовых соотношений), когда $KR_{пр}\omega C_{пар}=1$. Отсюда достаточная для самовозбуждения усилителя

$$C_{пар}=1/\omega KR_{пр}. \qquad (54)$$

Рис. 83

В качестве примера возьмем УПЧ ($f_{пр}=465$ кГц) с коэффициентом усиления напряжения $K=10^4$ и сопротивлением входной цепи $R_{пр}=10^3$ Ом. Согласно (54) достаточное для самовозбуждения значение $C_{пар}=1/2\pi\cdot 465\cdot 10^3\cdot 10^4\cdot 10^3=$ $=1/93\pi\cdot 10^{11}=0{,}034$ пФ.

Для того, чтобы характеристики УПЧ заметно не изменились, $C_{пар}$ должна быть хотя бы на порядок (т. е. в 10 раз) меньше вычисленной согласно (54), т. е. не должна превышать 0,0034 пФ. Такой емкостью обладает конденсатор, образованный двумя токопроводящими дорожками толщиной 100 мкм

и длиной 5 мм, расположенными на расстоянии 1 мм. Столь малая емкость показывает, какое серьезное внимание нужно уделять правильному размещению соединительных проводов и металлических деталей при навесном монтаже на шасси или панели и соединительных токопроводящих дорожек на печатной плате.

В многокаскадном усилителе наряду с паразитными емкостными связями при определенных условиях могут возникнуть паразитные индуктивные связи, обусловленные взаимоиндукцией между проводниками и элементами, по которым протекает ток сигнала, главным образом между катушками индуктивности и трансформаторами. Такие связи проявляются значительно реже, чем гальванические (т. е. через общее сопротивление) и емкостные. Они тем сильнее, чем выше частота сигнала и больше взаимоиндуктивность. Наиболее опасна индуктивная связь между магнитной головкой, микрофонным трансформатором и подобными элементами на входе многокаскадного усилителя и выходным трансформатором.

Паразитные емкостные и индуктивные связи можно ослабить, если придерживаться следующих основных правил:

длина всех соединительных проводов и токопроводящих дорожек, по которым протекают токи сигнала, должна быть минимальной. По возможности следует обходиться без соединительных проводов, используя вместо них непосредственно выводы деталей. Это резко уменьшит емкости монтажа, индуктивности соединительных проводов и взаимосвязь между элементами усилителя;

выводы конденсаторов, резисторов, катушек индуктивности и других деталей следует заземлять, соединять с металлическим корпусом (шасси) в точке, наиболее близко расположенной к детали;

провода и детали входных и выходных цепей усилителя нужно располагать как можно дальше один от другого, от общих проводов, например, провода электропитания. Это требование может быть выполнено соответствующим конструированием каскадов, экранированием входной цепи металлической стенкой, соединенной с корпусом непосредственно или коротким проводом;

катушки индуктивности и трансформаторы во входных и выходных цепях УЗЧ размещают возможно дальше один от другого и так, чтобы оси их обмоток были перпендикулярны;

использовать магнитопроводы только с очень высокой магнитной проницаемостью (пермаллой, феррит и т. п.) и тороидальной конструкции, существенно уменьшающих магнитный поток рассеяния, а следовательно, и магнитное взаимодействие.

Более подробные сведения о паразитных ОС и способах их уменьшения и устранения можно найти в [8].

ГЛАВА ВОСЬМАЯ

ОБРАТНЫЕ СВЯЗИ В УСИЛИТЕЛЯХ НА ИНТЕГРАЛЬНЫХ МИКРОСХЕМАХ И ПРАКТИЧЕСКИЕ СХЕМЫ ИХ ПРИМЕНЕНИЯ

35. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

Широкое внедрение в радиоэлектронную аппаратуру полупроводниковых приборов и дальнейшее совершенствование технологии их получения дали

возможность резко уменьшить габаритные размеры и массу как отдельных узлов, блоков, так и всего устройства в целом. Дальнейшая миниатюризация элементов радиоэлектронных устройств привела к созданию так называемых интегральных микросхем (ИМС). В небольшом объеме кристалла полупроводника и на его поверхности размерами в несколько квадратных миллиметров или на поверхности диэлектрической подложки таких же размеров объединены (интегрированы) десятки—сотни активных и пассивных элементов ИМС. Они соединены между собой по различным схемам, конкретным для каждого типа ИМС. Изготавливаются ИМС по единой технологии, что обеспечивает высокую идентичность ИМС и входящих в них элементов. Для ИМС характерно отсутствие в них конденсаторов и катушек индуктивности больших номиналов. Поэтому связь между отдельными каскадами в ИМС обычно гальваническая, что позволяет на основе ИМС легко собрать усилитель постоянного тока.

Подключая к выводам ИМС внешние цепи электропитания и различные другие цепи, в том числе и цепи ОС, возможно получить функциональный узел (например, усилитель с двумя—четырьмя каскадами усиления), блок (например, УНЧ, УПЧ) или их типовые части. На одной и той же ИМС можно собрать маломощные миниатюрные устройства, выполняющие различные функции или одинаковые функции, но имеющие разные характеристики и параметры.

Все выпускаемые типы ИМС, а их несколько сотен, сгруппированы в отдельные серии, насчитывающие до десятка различных типов ИМС. Последние, в свою очередь, могут включать до пяти модификаций, различающихся по коэффициенту усиления, диапазону рабочих частот, напряжению электропитания и другим параметрам. Отличаясь существенно по областям преимущественного применения, функциональному составу и количеству входящих в них типов ИМС, серии в совокупности представляют широкий выбор ИМС для удовлетворения практически всем требованиям при создании большинства маломощных функциональных узлов современных усилительных устройств с использованием цепей ОС.

При создании ИМС наряду с решением многих схемных, технологических и конструктивных проблем получения отдельных активных и пассивных элементов, их соединений была решена и проблема ослабления внутренних паразитных ОС между ними. Насколько последняя была важна можно приближенно судить по примеру, приведенному в § 34. Один из путей ее решения заключался в использовании в самой ИМС цепей ООС и подключении извне к ее соответствующим выводам компенсирующих цепей, изменяющих АНХ и ФЧХ усилителя, собранного на основе этой ИМС (см. § 8). Рекомендуемые для различных конкретных типов ИМС цепи коррекции, состоящие из резисторов и конденсаторов, обычно рассчитываются на стадии их проектирования, и затем параметры этих цепей и схемы включения их элементов приводятся в руководствах по применению ИМС.

Благодаря таким достоинствам, как широкая номенклатура серий и типов ИМС, многофункциональность, идентичность (по параметрам) транзисторов, пар транзисторов одного типа в однотипных ИМС, малые габаритные размеры и энергопотребление, высокая надежность и повышенный срок службы, перед радиолюбителем открываются новые творческие возможности в конструировании высококачественной усилительной аппаратуры с применением ОС.

Следует отметить, что монтаж ИМС в усилительное устройство требует от радиолюбителя иного подхода, чем привычный монтаж с навесными элемента-

ми. Так, ИМС, особенно со входными каскадами на ПТ с *p-n* переходом или изолированным затвором, могут быть повреждены на стадии монтажа, еще до первого включения электропитания. Это вызвано возможным действием зарядов статического электричества, которые могут образовываться на теле человека, различных изолированных предметах (одежде, паяльнике и др.) и попадая на ИМС, приводят к ее частичному или полному разрушению. Поэтому при монтаже ИМС необходимо предусмотреть ряд мер с тем, чтобы не вывести их из строя [4].

Применяемые в радиолюбительской практике ИМС, на основе которых можно создать усилительные устройства, разделяют на две большие группы: ИМС с одним входом, на который подается сигнал, подлежащий усилению, а получаемое выходное напряжение пропорционально входному; ИМС с двумя входами, на которые подаются сигнал или сигналы, подлежащие усилению, а выходное напряжение пропорционально разности входных напряжений. Последние составляют основу группы дифференциальных (разностных) усилителей и многочисленную группу так называемых операционных усилителей (ОУ). В свою очередь, ОУ также можно разделить на три большие группы: ОУ с дифференциальным входом, инвертирующим входом и неинвертирующим входом.

Прежде чем перейти к рассмотрению работы конкретных схем усилителей на основе ИМС по отдельным группам, следует еще раз напомнить радиолюбителям, не имеющим опыта работы с ИМС, о том, что самостоятельно браться за их монтаж можно только после тщательного изучения и соблюдения правил обращения с ИМС или лучше под контролем опытного радиолюбителя или специалиста.

Достаточно подробные сведения по схемотехнике ИМС, об их типовых параметрах, характеристиках и применению в радиоэлектронной аппаратуре можно найти в работах [4, 5].

36. УСИЛИТЕЛИ НА ОСНОВЕ ИНТЕГРАЛЬНЫХ МИКРОСХЕМ С ОДНИМ СИГНАЛЬНЫМ ВХОДОМ

Большинство ИМС с одним сигнальным входом содержат два-три усилительных каскада с гальванической связью. Наибольший интерес для радиолюбителей могут представить ИМС серий К118, К122, К722, К174, К175, К224. Первые три серии одинаковы по составу. Входящие в них однотипные ИМС имеют одинаковые параметры и различаются лишь по конструктивному оформлению и маркировке выводов.

В качестве примера рассмотрим простую ИМС с одним входом типа К122УН1Б (прежнее обозначение К1УС221Б). Ее принципиальная схема приведена на рис. 84. На основе этой ИМС можно собрать двухкаскадный усилитель постоянного тока. Усиливаемый сигнал подводится к выводам *4* и *1*, а усиленный снимается с выводов *9* и *1* (при этом выводы *8* и *9* закорачиваются или между ними включается дополнительный резистор) или *11* и *1*. Каскад на транзисторе *T1* можно включить по схеме с ОЭ, закорачивая вывод *3* на общий провод (вывод *1*) непосредственно или через внешний конденсатор (последнее только для переменного напряжения). Транзистор *T2* может использоваться как в схеме с ОЭ (подключением внешнего конденсатора к выводам *11* и *1*), так и в схеме с ОК (закорачиванием выводов *7* и *9* и использованием в качестве нагрузки резистора *R7* — выводы *11* и *1*).

Возможность получения цепей параллельной ООС по напряжению или по току реализуется за счет резисторов *R3* и *R5* (глубину ООС можно регулировать подключением переменного резистора к выводу *5*) и последовательной ООС по току — резисторов *R2* и *R7* в их эмиттерных цепях. Выводы *3* и *11* возможно использовать для подсоединения к ИМС внешних корректирующих цепей, изменяющих или устраняющих ООС, создающих новые цепи ОС, позволяющие регулировать режим транзисторов по постоянному току и т. д. Вывод *10* предусмотрен для подключения конденсатора корректирующего АЧХ. К выводам *8* и *9* можно подключить резистор, изменяющий сопротивление нагрузки каскада на транзисторе *T2*. Следует отметить, что все приводимые на схемах напряжения в цепях ИМС берутся относительно общего провода, который обычно соединяется с цепями «заземления» усилительного устройства.

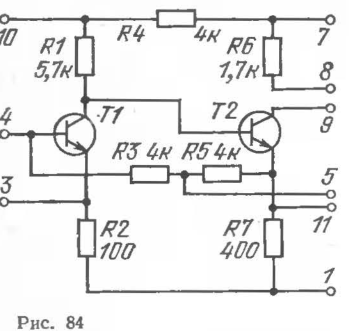


Рис. 84

Рис. 85

Принципиальная схема ИМС типа К122УН1 и ей подобные имеют много общего с принципиальными схемами усилителей и их отдельных узлов, которые широко используются при создании радиолюбительских конструкций на дискретных элементах. Поэтому большинство схем усилителей с ОС, приведенных в предыдущих главах книги, можно собрать на ИМС. Однако при их использовании в первых каскадах усилителей необходимо тщательно продумать место присоединения общего вывода к «земляному» проводнику устройства. В противном случае может появиться фон, так как ИМС имеют только один общий вывод.

Принципиальная схема простого УНЧ, выполненного на основе ИМС типа К122УН1В, приведена на рис. 85. В диапазоне рабочих частот (на уровне —6 дБ) от 25 Гц до 200 кГц он имеет коэффициент усиления 70—75 и входное сопротивление 4,6—6,5 кОм. Его максимальное выходное напряжение равно 2 В при потребляемом токе не более 6 мА. Коэффициент усиления практически определяется сопротивлением резистора *R1* в цепи ООС, охватывающей оба каскада усилителя, и не зависит от изменения напряжения электропитания в пределах от —30 до +10%. Для ограничения полосы рабочих частот со стороны высоких частот следует параллельно резистору *R1* подключить конденсатор *C3* (на рис. 85 показан штриховыми линиями). При емкости конденсатора *C3*, указанной на схеме, верхняя граница полосы рабочих частот понижается до 40 кГц (на уровне —6 дБ).

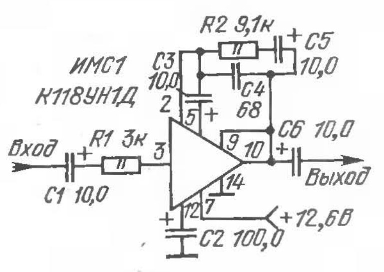


Рис. 86

Принципиальная схема другого УНЧ на основе ИМС1 типа К118УН1Д приведена на рис. 86. Полоса пропускания частот его от 30 Гц до 20 кГц, коэффициент усиления равен 100. Введение последовательной ООС достаточной глубины (резистор *R2* и конденсатор *С5*) и ПОС (конденсатор *С3*, компенсирующий шунтирующее влияние внутренней ООС) позволило повысить входное сопротивление усилителя с 2 до 50 кОм. Для предотвращения самовозбуждения усилителя на высоких частотах применен конденсатор *С4*, а на низких частотах при малом входном сопротивлении источника сигнала — резистор *R1*.

На рис. 87,*а*, *б* показаны принципиальная схема и АЧХ усилителя компенсации частотных предыскажений при грамзаписи, предназначенного для совместной работы с электромагнитным звукоснимателем. Он выполнен на основе ИМС1 типа К122УН1Д и имеет коэффициент усиления, равный 30 (на частоте 1000 Гц), относительный уровень помех —50 дБ. Подъем АЧХ в области низших звуковых частот происходит в результате действия частотно-зависимой ООС, образуемой цепью, состоящей из резисторов *R1*, *R2* и конденсаторов *С3*, *С4*. Постоянные времени ее равны 300 мкс (для *R1*, *С4*) и 3000 мкс (для *R2*, *С4*). «Завал» АЧХ в области высших звуковых частот осуществляется цепью *R3*, *С5*, постоянная времени которой равна 72 мкс. Для улучшения нагрузочной способности выходной каскад усилителя выполнен по схеме эмиттерного повторителя на транзисторе *Т1*.

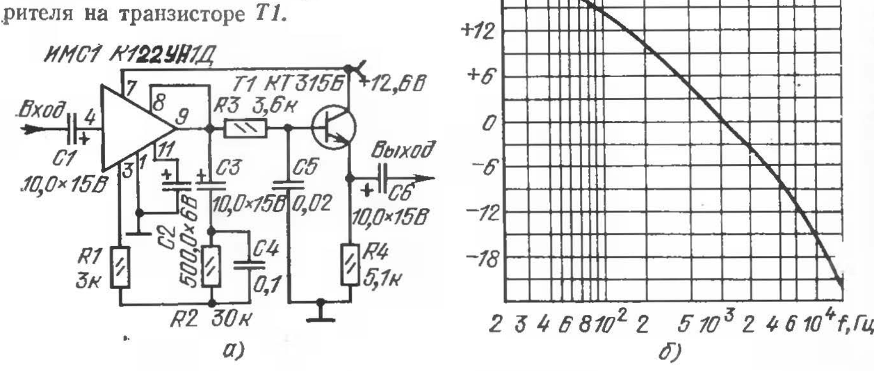


Рис. 87

37. ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНЫЕ УСИЛИТЕЛИ НА ОСНОВЕ ИНТЕГРАЛЬНЫХ МИКРОСХЕМ С ДВУМЯ СИГНАЛЬНЫМИ ВХОДАМИ И ВЫХОДАМИ

Выпускаемые отечественной промышленностью ИМС с двумя сигнальными входами и выходами, как правило, состоят из каскада усиления на двух транзисторах и цепей токовой и температурной стабилизации его работы. Усилители с такими ИМС называются дифференциальными усилителями и предназначаются главным образом для усиления разности двух входных напряжений. Для этого радиолюбитель может воспользоваться такими типами ИМС, как К118УД1, К122УД1, К722УД1, К175УВ2, К175УВ4, К198УТ1, К198УН1.

На рис. 88 приведена принципиальная схема простой ИМС типа К122УД1 (прежнее обозначение К1УТ221), на основе которой можно собрать однокаскадный дифференциальный усилитель постоянного тока. В нем транзисторы *Т1* и *Т4*, составляющие два плеча дифференциального каскада, обеспечивают основное усиление входного сигнала. Включенный в их общую эмиттерную цепь транзистор *Т2* вместе с резистором *R2* образует цепь генератора стабильного тока. Задание его начального режима работы и температурной стабилизации обеспечивает цепь базового смещения, состоящая из транзистора *Т3*, включенного диодом, и резисторов *R3*, *R4*, *R6*, соответственно подключенных к выводам *8*, *11* и *12*. Базы транзисторов *Т1* и *Т4* (выводы *4* и *10*) служат входами усилителя. При симметричном подключении нагрузки, т. е. между коллекторами транзисторов *Т1* и *Т4* выходное напряжение снимается с выводов *5* и *9*, а при несимметричном — с выводов *5* и *11* или *9* и *11*, т. е. с одного (любого) из коллекторов *Т1* или *Т4* и общего провода (обычно вывода *11*). При появлении между входами усилителя разности напряжений его ток, оставаясь в сумме постоянным и равным стабилизированному коллекторному току транзистора *Т3*, будет перераспределяться между транзисторами *Т1* и *Т4*, вызывая между их выходами усиленную разность напряжений. При подаче на вход усилителя одинаковых (по амплитуде и фазе) напряжений, при изменениях напряжений электропитания, температуры окружающей среды разность входных и, следовательно, выходных напряжений усилителя остается постоянной. Постоянное напряжение электропитания цепей дифференциального усилителя (выводы *7* и *1*) чаще всего подается от двух источников напряжения разной полярности. Это позволяет получить различные уровни входного и выходного напряжений, в том числе и близкие к нулю, что облегчает его согласование с предыдущим и последующим каскадами усиления по постоянному току и применение цепей ООС, стабилизирующих его работу на постоянном токе.

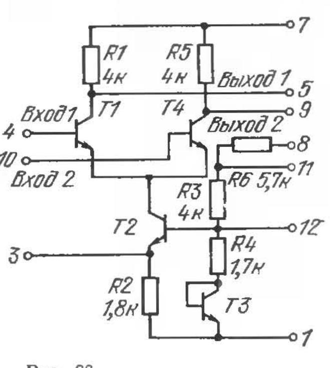


Рис. 88

Рассматривая выходное напряжение $U_{вых}$ (между выводами *5* и *9*) как алгебраическую (с учетом фазы колебаний одинаковой частоты) сумму двух независимых напряжений (симметричный выход), одно из которых обусловлено сигналом $U_{вх1}$ (между выводами *4* и *11*), а другое — сигналом $U_{вх2}$ (между выводами *10* и *11*), получаем при их сложении

$$U_{вых} = U_{вх\,2} K_{уU2} - U_{вх\,1} K_{уU1}, \qquad (55)$$

где $K_{уU1}$ — коэффициент усиления по напряжению первого плеча каскада; $K_{уU2}$ — коэффициент усиления по напряжению второго плеча каскада.

При одинаковых амплитудах ($U_{вх1}=U_{вх2}=U_{вх0}$) или изменениях напряжений на входах *1* и *2*, когда усиливается общий (противофазный) для обоих входов сигнал

$$U_{вых} = U_{вх\,0}(K_{уU2} - K_{уU1}), \qquad (56)$$

а при одинаковых плечевых коэффициентах усиления каскада ($K_{уU1}=K_{уU2}=K_{уU0}$)

$$U_{вых} = (U_{вх\,2} - U_{вх\,1}) K_{уU0}. \qquad (57)$$

Как видно из формулы (57), выходное напряжение изменяется пропорционально разности напряжений сигналов на входах *1* и *2* и не зависит от их абсолютного значения. Таким образом, дифференциальный усилитель не усиливает общий (синфазный) для обоих входов сигнал.

Однако практические параметры активных и пассивных элементов, составляющих оба плеча дифференциального каскада, не могут быть идеально одинаковыми. Поэтому, согласно формуле (56), на выходе дифференциального каскада будет синфазное напряжение, значение которого прямо пропорционально разности плечевых коэффициентов усиления. Одним из качественных показателей работы дифференциальных усилителей является коэффициент ослабления синфазного входного напряжения [5]

$$K_{\text{ос.сф}} = K_{\text{y}U}/(K_{\text{y}U2} - K_{\text{y}U1}) = (K_{\text{y}U2} + K_{\text{y}U1})/(K_{\text{y}U2} - K_{\text{y}U1}).$$

Он обычно равен 10^3 (или 60 дБ).

К недостаткам рассмотренного простейшего дифференциального усилителя на ИМС с БТ следует отнести низкое входное сопротивление, приводящее к зависимости его плечевых коэффициентов усиления от внутренних сопротивлений источников сигналов, и трудности регулировки коэффициента усиления в больших пределах.

На базе дифференциального каскада, выполненного на ИМС, могут быть построены усилители, в том числе и ОУ, для выполнения самых разнообразных функций в радиолюбительской аппаратуре. Варианты применения усилителей с дифференциальными каскадами на входе приведены в последующих параграфах.

38. ОПЕРАЦИОННЫЕ УСИЛИТЕЛИ С ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНЫМ ВХОДОМ

Наиболее многочисленную группу представляют ИМС для применения в ОУ. Радиолюбителю можно рекомендовать ИМС таких серий, как К140, К153, К284, К740.

Термин «операционный усилитель» возник в вычислительной технике, где так называют усилители, предназначенные для выполнения различных математических операций (суммирования, вычитания, интегрирования и т. д.) в аналоговых вычислительных машинах. В настоящее время операционным называют усилитель постоянного тока с дифференциальным входом (сокращенно ДОУ), обладающий весьма большим коэффициентом усиления (до 10^5 или 100 дБ), большой шириной полосы пропускания (от постоянного тока до 100 МГц), высоким (до тысячи мегаом) входным и низким (десятки ом) выходным сопротивлениями.

Большинство ДОУ содержат, как правило, входной усилительный каскад, выполняемый всегда по дифференциальной параллельно-симметричной схеме, несколько каскадов усиления напряжения, каскад алгебраического (с учетом фазы) сложения напряжений, цепь сдвига уровня напряжения, выходной каскад усиления тока (эмиттерный повторитель) и цепи согласования каскадов между собой. По такой структурной схеме построены все выпускаемые ДОУ широкого применения. Различие между ними лишь в схемотехнике составных частей.

На рис. 89 даны условное обозначение и назначение основных выводов ДОУ, имеющего два основных входа и один выход. Вход *1* (на схеме обозначен знаком «—») называют инвертирующим, сокращенно И-входом. Изменения сигнала на этом входе и выходного сигнала ДОУ противоположны по фазе. Вход *2* (на схеме обозначен знаком «+») называют неинвертирующим, сокращенно Н-входом. Изменения сигнала на этом входе и выходного сигнала ДОУ совпадают по фазе. На Н- и И-входы ДОУ можно подавать сигналы от одного источника с незаземленным выходом или от двух разных источников, имеющих одну общую точку. И в том, и в другом случае входное напряжение ДОУ представляет собой разность напряжений на Н- и И-входах ($U_{\text{вх2}} — U_{\text{вх1}}$).

Для получения выходного напряжения как положительной, так и отрицательной полярности ДОУ питают от двух разнополярных источников равного постоянного напряжения ($+U_{\text{и.п}}$ и $—U_{\text{и.п}}$ на рис. 89). Это позволяет получить нулевые уровни входного и выходного напряжений при отсутствии входного сигнала, что создает хорошую развязку ДОУ как от источников сигнала (по цепи входа), так и от последующих узлов усилителя (по цепи выхода). Кроме того, такой режим работы ДОУ дает возможность легко согласовать его входное и выходное напряжения по постоянной составляющей сигнала, что необходимо, когда ДОУ охватывается ОС, пропускающей на вход постоянную составляющую выходного сигнала.

Вход 1
Вход 2
$U_{\text{вх}}$
Выход
$+U_{\text{и.п}}$
$-U_{\text{и.п}}$

Рис. 89

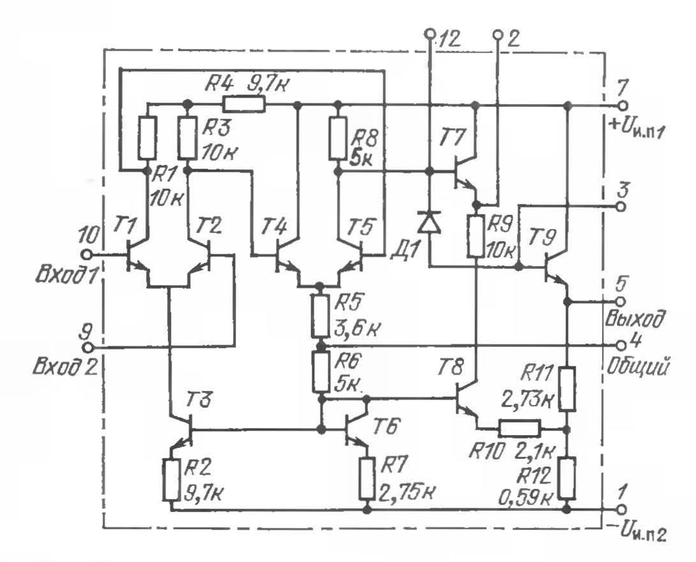


Рис. 90

В качестве примера рассмотрим приведенную на рис. 90 принципиальную схему ИМС с двумя входами типа К140УД1 (прежнее обозначение К1УТ401), на основе которой можно собрать простейший ДОУ. Его первый (на транзисторах *T1* и *T2*) и второй (на транзисторах *T4* и *T5*) усилительные каскады выполнены по дифференциальной параллельно-симметричной схеме. Эмиттерные

токи транзисторов *T1* и *T2* стабилизированы генератором тока на транзисторах *T3* и *T6*. Коллектор последнего замкнут на базу, и транзистор используется в качестве термостабилизирующего диода. Такое применение генератора тока совместно с действием ООС позволяет значительно снизить чувствительность ДОУ ко входному синфазному сигналу, т. е. иначе говоря, усиливать только алгебраическую разность напряжений на входах (выводы *9* и *10*), а не сами эти напряжения.

Полный (с двух входов ДОУ) сигнал, усиленный каскадами, выделяется на нагрузке (резистор *R8*) в коллекторной цепи транзистора *T5*. Переход от дифференциального выхода первого каскада (резисторы *R1* и *R3*) к одиночному выходу второго (резистор *R8*) осуществляется включением транзистора *T4* по схеме эмиттерного повторителя. Таким образом к выводам эмиттер—база транзистора *T5* приложен практически полный сигнал с выхода первого каскада. С коллектора транзистора *T5* усиленный сигнал поступает на вход следующего каскада, выполненного на транзисторе *T7* по схеме эмиттерного повторителя, и далее на выходной каскад на транзисторе *T9*, также выполненный по схеме эмиттерного повторителя.

Напряжение ООС по синфазному сигналу выделяется на последовательно соединенных резисторах *R5*—*R7* и эмиттерном переходе транзистора *T6* в цепи эмиттеров транзисторов *T4* и *T5* и поступает на базу транзистора *T3*. При соединении общего вывода *4* с «земляным» проводом устройства, в котором используется ДОУ, действие рассмотренной ООС нарушается и, естественно, повышается чувствительность ДОУ к синфазному сигналу. Смещение некоторого уровня постоянного напряжения на коллекторе транзистора *T5* второго дифференциального каскада или, что то же, на базе транзистора *T7* до нулевого уровня на выходе ДОУ (эмиттер транзистора *T9*) происходит в результате падения напряжения на резисторе *R9*, через который течет строго определенный ток. Требуемый стабильный ток обеспечивается генератором тока, выполненным на транзисторе *T8*. Транзистор *T6* выполняет функции термостабилизирующего диода и для этого генератора.

Для снижения выходного сопротивления ДОУ введена ПОС по току с эмиттера на базу транзистора *T9* через цепь ОС, образуемую резисторами *R10*, *R12* и транзистором *T8*.

Выводы *2*, *3* и *12* предназначены для подключения внешних корректирующих цепей, обеспечивающих его устойчивую работу (см. § 8). Так, включение между выводами *1* и *12* цепи из последовательно соединенных резистора и конденсатора вызывает частотно-зависимое шунтирование нагрузки транзистора *T5* и приводит к уменьшению общего коэффициента усиления. Конденсатор, включенный между выводами *2* и *3*, уменьшает фазовый сдвиг сигнала в ДОУ.

В реальных ДОУ с коэффициентом усиления в несколько сотен или тысяч раз кроме внутренних цепей ОС в самой ИМС, как правило, используют внешнюю цепь или цепи ОС. В большинстве случаев ДОУ охватывается внешней цепью ООС с выхода на вход. Свойства такого ДОУ, как было показано в § 4 [см. (15)] и § 8, определяются в основном элементами внешних цепей и практически не зависят от его собственных параметров. Это дает возможность построить самые разнообразные высокостабильные усилительные устройства, позволяет легко изменять их характеристики, варьируя параметры небольшого числа внешних элементов цепи ОС.

Типовая функциональная схема простейшего ДОУ с внешними цепями ОС приведена на рис. 91. Его выходное напряжение

$$U_{\text{вых}} = U_{\text{вх}\,2}\frac{R_4}{R_3+R_4}\left(1+\frac{R_2}{R_1}\right) - U_{\text{вх}\,1}\frac{R_2}{R_1},$$

а если принять условие дифференциальности $R_1/R_2 = R_3/R_4$, то

$$U_{\text{вых}} = (U_{\text{вх}\,2} - U_{\text{вх}\,1})\,R_2/R_1.$$

Таким образом, выходное напряжение этого устройства прямо пропорционально разности напряжений $U_{\text{вх}2}$ и $U_{\text{вх}1}$, а его коэффициент усиления (при попарном равенстве сопротивлений резисторов *R1* и *R2*, *R3* и *R4*) определяется лишь соотношением сопротивлений резисторов *R2* и *R1*.

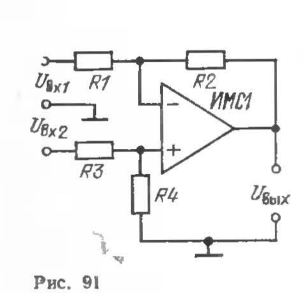


Рис. 91

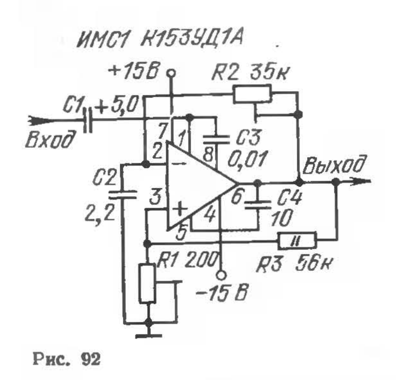


Рис. 92

К недостаткам простейшего ДОУ следует отнести сравнительно низкие входные сопротивления и трудность регулирования усиления, характерные, как это уже было сказано в предыдущем параграфе, для дифференциальных каскадов усиления.

В качестве практической схемы применения ДОУ рассмотрим принципиальную схему простого селективного усилителя, приведенную на рис. 92. Он выполнен на основе ИМС1 типа К153УД1А. Входной сигнал подается во входную цепь второго каскада ДОУ (на вывод *1*, предназначенный для подключения цепи коррекции). Цепи ОС состоят из резистора *R2* и конденсатора *C2* (с выхода на И-вход) и резисторов *R1* и *R3* (с выхода на Н-вход). Сопротивления последних подобраны так, что самовозбуждения не происходит. Кроме того, резистором *R1* можно изменять полосу пропускания и эквивалентную добротность селективного усилителя. Его резонансная частота

$$f_{\text{р}} \approx 0{,}03/\sqrt{R_2 C_3 C_2}\,.$$

Выбором емкости C_2 (во избежание нестабильности работы ДОУ ее не следует выбирать менее 1000 пФ) можно предварительно задавать резонансную частоту, а выбором сопротивления резистора *R2* изменять ее в некоторых пределах. На рис. 93 приведена АЧХ усилителя, имеющего резонансную частоту

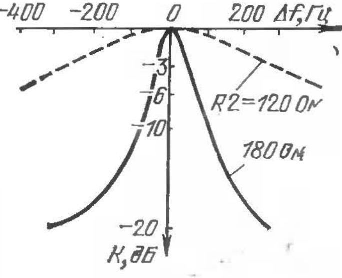


Рис. 93

1 кГц (при $R2$=35 кОм, $C3$=0,01 мкФ, $C2$=2,2 мкФ). Для нормальной работы усилителя выходное сопротивление предшествующего ему каскада не должно превышать 1 кОм. Большие уровни входного напряжения могут вызвать его самовозбуждение.

Другими примерами применения ОС в ДОУ могут служить ОУ с инвертирующим и неинвертирующим входами, которые будут рассмотрены в последующих параграфах.

39. ОПЕРАЦИОННЫЕ УСИЛИТЕЛИ С ИНВЕРТИРУЮЩИМ ВХОДОМ

Принцип построения операционного усилителя с инвертирующим входом (ИОУ) рассмотрим на примере функциональной схемы, показанной на рис. 94,*а*. В таком усилителе фазы входного и выходного сигналов сдвинуты на 180°, с выхода ИОУ на И-вход подана параллельная ООС по напряжению. Для него справедливы следующие соотношения:

$$I_1 = (U_{вх\,1} - U_{вх})/R_1; \quad (58)$$

$$I_2 = (U_{вх} - U_{вых})/R_2. \quad (59)$$

Считая, что при входном токе, равном нулю (в реальных ИОУ он значительно меньше токов I_1 и I_2 и близок к нулю), токи I_1 и I_2 равны, а напряжение $U_{вх}$ бесконечно мало, получаем выражение для коэффициента усиления ИОУ с ООС

$$K_{ИОУ} = U_{вых}/U_{вх} = -R_2/R_1. \quad (60)$$

Следовательно, коэффициент усиления такого усилителя определяется лишь отношением сопротивления резистора $R2$ цепи ОС к сопротивлению $R1$ во входной цепи (резистор $R1$ может представлять собой, например, внутреннее сопротивление источника сигнала $U_{вх1}$). Знак минус в правой части выражения (60) указывает на противоположность фаз сигналов на входе и выходе ИОУ.

При $U_{вх}$ равном нулю $I_1 = U_{вх1}/R_1$. Это означает, что полное входное сопротивление ИОУ определяется лишь сопротивлением резистора $R1$.

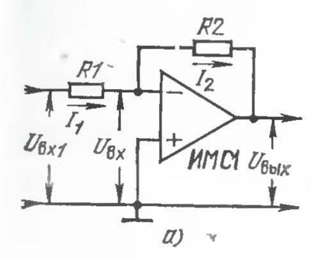
Выходное сопротивление ИОУ, охваченного ООС,

$$R_{вых.ос} = R_{вых}/(1 + \beta K_{yU}), \quad (61)$$

где $R_{вых}$ — выходное сопротивление ОУ без ОС; $\beta = R_1/(R_1 + R_2)$ — коэффициент передачи цепи ОС; K_{yU} — коэффициент усиления по напряжению ОУ, не охваченного ООС.

Так как входной ток реального ИОУ отличается от нуля, то падения напряжений, создаваемые им на резисторах $R1$ и $R2$, могут внести погрешности в работу усилителя. Для ее исключения Н-вход ИОУ соединяют с общим проводом не непосредственно, а через резистор, сопротивление которого равно сопротивлению параллельно включенных резисторов $R1$ и $R2$ (при $R_2 \gg R_1$ его можно принять равным R_1). Тогда падения напряжения, создаваемые входными токами на резисторах, подключенных к Н- и И-входам ОУ, оказываются равными, и ИОУ не реагирует на синфазные сигналы. Это является его достоинством, так как позволяет не учитывать влияние конечного значения коэффициента ослабления синфазного сигнала на выходное напряжение усилителя и делает возможным усиление больших входных напряжений, в том числе и превышающих напряжение электропитания ИОУ.

Учитывая рассмотренные свойства ИОУ, следует отметить, что его целесообразно применять тогда, когда необходимо инвертировать входной сигнал, когда к усилителю не предъявляется требование иметь высокое входное сопротивление или когда нужно просуммировать несколько входных сигналов. Последнее свойство представляет определенный интерес для радиолюбителей, занимающихся звукозаписью. Поэтому остановимся на нем несколько подробнее.



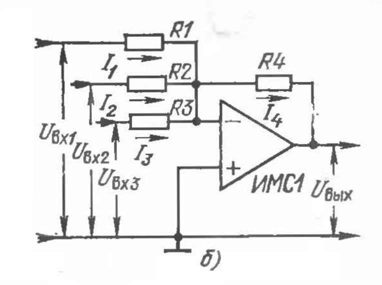


Рис. 94

При подключении к И-входу нескольких источников сигнала их токи не зависят один от другого, так как потенциал общей точки сложения токов близок к нулю. Поскольку входной ток ИОУ равен нулю, ток в цепи ОС равен сумме токов источников. Приняв во внимание, что напряжение $U_{вх}$ равно нулю, можно определить из соотношений (58) и (59) при трех источниках входного напряжения (см. рис. 94,*б*) выходное напряжение такого усилителя

$$U_{вых} = -I_4 R_4 = -(U_{вх\,1} R_4/R_1 + U_{вх\,2} R_4/R_2 U_{вх\,3} + R_4/R_3).$$

Из данного уравнения следует, что можно построить усилитель-сумматор со сложением на его входе сигналов от трех и более (теоретически от неограниченного числа) источников при практически полном отсутствии влияния одного на другие. Входные напряжения от каждого источника сигнала можно сложить и затем усилить с разными масштабными коэффициентами (с разным ослаблением). Для этого достаточно лишь выбрать соответствующее отношение сопротивления резистора $R4$ к сопротивлениям резисторов $R1$—$R3$.

Сумматор сигналов может использоваться в таком универсальном предварительном усилителе высококачественного воспроизведения звука, как микшер (смеситель сигналов звуковых частот), рассчитанный на одновременное подключение микрофона, звукоснимателя и магнитофона. Его практическая схема на основе ИМС типа К140УД1Б (прежнее обозначение К1УТ401Б) приведена на рис. 95.

Цепь ОС с выхода ИОУ на его И-вход образована цепями регулирования тембра по высоким и низким звуковым частотам (между точками *а* и *б*) и резистором $R6$. Возникновение самовозбуждения усилителя на высоких звуковых частотах можно устранить подбором емкостей конденсаторов $C1^*$ и $C2^*$. Усилитель имеет следующие электрические параметры: чувствительность (при выходном напряжении 1 В) и входное сопротивление соответственно 200 мВ и 1 МОм (на входах $X1$ и $X2$), 20 мВ и 100 кОм (на входе $X3$) и 1 мВ и 5 кОм (на входе $X4$); уровень шумов (при номинальном напряжении электропитания) не хуже —70 дБ; пределы регулирования тембра ±18 дБ (на частоте 31,5 Гц) и ±14 дБ (на частоте 18 кГц). Его можно подключить ко входу любого УНЧ чувствительностью 0,5—1,0 В и входным сопротивлением не менее 10 кОм.

40. ОПЕРАЦИОННЫЕ УСИЛИТЕЛИ С НЕИНВЕРТИРУЮЩИМ ВХОДОМ

Схема операционного усилителя с неинвертирующим входом (НОУ) приведена на рис. 96. Здесь входной сигнал подается на Н-вход ОУ, на И-вход поступает часть выходного напряжения с помощью резистивного делителя *R2/R1*, чем создается последовательная ООС по напряжению. В таком усилителе фазы входного и выходного напряжений сигналов совпадают и коэффициент усиления $K_{НОУ}=1+R_2/R_1$. Как и в ИОУ, он зависит лишь от параметров элементов внешней цепи ОС, в отличие от ИОУ, в НОУ он не может быть меньше единицы. Так как коэффициенты усиления НОУ и ИОУ отличаются на единицу, то при больших коэффициентах усиления в ОУ практически они одинаковы.

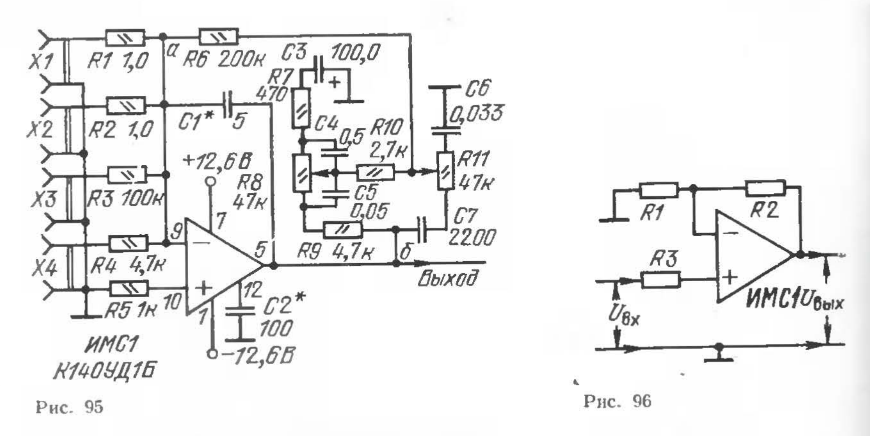


Рис. 95 Рис. 96

Если выходные сопротивления НОУ и ИОУ одинаковы и определяются одной и той же формулой (61), то их входные сопротивления отличаются существенно. Входное сопротивление НОУ может быть очень большим, что видно из следующей формулы: $R_{вх.НОУ}=R_3+R_{вх}(1+\beta K_{yU})$, где $R_{вх}$ — входное сопротивление ОУ с разомкнутой цепью ОС. Однако $R_{вх\,НОУ}$ реальных НОУ не может быть больше входного сопротивления ОУ для синфазного сигнала.

Неинвертирующий ОУ для усиления переменного напряжения можно собрать по принципиальной схеме, показанной на рис. 97. Благодаря наличию конденсатора *C1* создается 100%-ная ООС по постоянному току и обеспечивается поддержание постоянной составляющей выходного напряжения ОУ на уровне, близком к нулевому. Поскольку напряжения на И- и Н-входах НОУ практически одинаковы и сопротивление переменному току конденсатора *C1* достаточно мало в рабочей полосе частот, то напряжения на обоих выводах резистора *R3* оказываются почти равными. Поэтому ток через резистор *R3* будет малым, а входное сопротивление НОУ — большим.

При подаче на И-вход НОУ всего выходного напряжения усилитель становится повторителем напряжения с коэффициентом передачи, равным единице, высоким входным (несколько мегаом) и низким выходным (несколько десятков ом) сопротивлениями.

При выполнении функций, аналогичных функциям эмиттерного повторителя, НОУ выгодно отличается от него тем, что его коэффициент передачи всегда

равен единице, и он может передавать и напряжение постоянного тока без сдвига уровня напряжения.

Практическая схема такого повторителя напряжения приведена на рис. 98. Его входное сопротивление — несколько мегаом, коэффициент передачи в полосе частот 0—500 кГц равен единице. Он может быть рекомендован в качестве

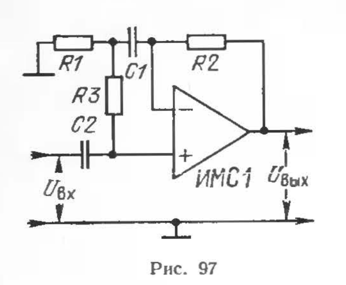


Рис. 97

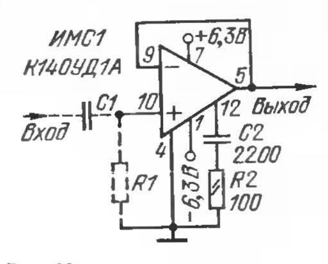


Рис. 98

входного каскада осциллографа, УЗЧ, где источник сигнала — пьезоэлектрический звукосниматель, конденсаторный микрофон и т. п.

На рис. 99 приведена схема НОУ, собранного на основе ИМС1 типа К140УД1А. Цепь частотно-зависимой ООС с выхода усилителя на его И-вход образуется резисторами *R1*, *R4* и конденсаторами *C1*, *C3*. Верхняя граница полосы пропускания частот зависит от емкости конденсатора *C3*, нижняя — от емкости конденсатора *C1*. Для устранения самовозбуждения усилителя на высоких частотах между выводами *1* и *12* включена корректирующая цепь, состоящая из резистора *R5* и конденсатора *C5*. С этой же целью непосредственно к выводам *1* и *7* присоединяется конденсатор *C4*. Параметры усилителя следующие: коэффициент усиления равен 100, полоса рабочих частот — от 10 Гц до 70 кГц (на уровне — 6 дБ), входное сопротивление — 100 кОм, напряжение шумов на выходе (при коротком замыкании входа) не превышает 6—7 мкВ.

Применение НОУ в активных фильтрах низких и инфранизких частот упрощает их схему и налаживание. Схема активного фильтра низких частот, имеющего верхнюю частоту среза 14 Гц и крутизну спада АЧХ (за частотой среза) 27 дБ/октава, приведена на рис. 100. Для компенсации затухания сигнала в пассивной полосозадающей цепи (резисторы *R1*, *R2*, *R4* и конденсаторы *C1—C3*)

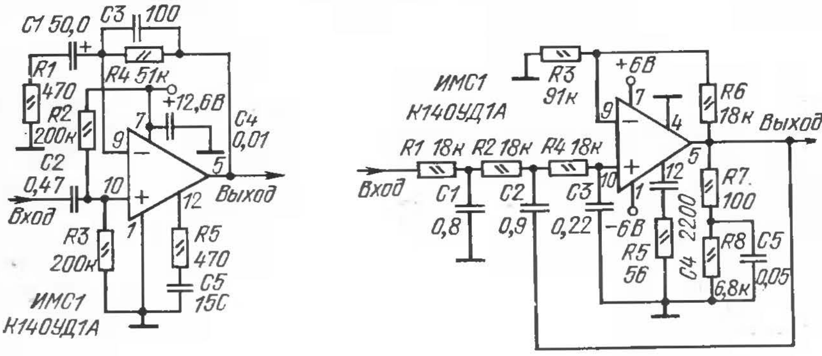


Рис. 99 Рис. 100

на входе НОУ применяется частотно-зависимая ПОС с выхода на вход усилителя через конденсатор *C2*. Конденсатор *C4* и резистор *R5* образуют компенсирующую цепь. Другая компенсирующая цепь, включенная на выходе НОУ, образуется резисторами *R7, R8* и конденсатором *C5*.

Налаживание активного фильтра заключается в подборе глубины ООС, определяющей крутизну спада АЧХ. Это можно сделать изменением сопротивления резистора *R6*. При увеличении его сопротивления, например до 24 кОм, крутизна возрастает до 30 дБ/октава.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Разнообразно применение ОС в электронных усилительных устройствах, накопилось большое количество теоретического и практического материала по ее использованию. Его, естественно, невозможно уложить в рамки одной небольшой книги. Из множества опубликованных схем усилителей и отдельных усилительных каскадов с ОС в качестве примеров были отобраны несложные усилительные устройства и их отдельные узлы на полупроводниковых приборах и, частично, на электронных лампах. С дальнейшим развитием полупроводниковой электроники в радиолюбительскую практику постепенно стали входить различные сборки на активных полупроводниковых элементах и ИМС. Следует отметить, что достаточной компенсацией за повышенную сложность обращения с ИМС могут быть многочисленные возможности экспериментирования с ними и сравнительно простое получение на их основе усилительных устройств с повышенными качественными показателями.

Применяя в устройствах ОС, можно простыми средствами изменять большинство свойств и показателей различных усилительных устройств. Если эта книга в какой-то степени поможет радиолюбителю создавать высококачественные усилительные устройства, у автора будут все основания считать, что его труд был не напрасным.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Цыкин Г. С.** Усилители электрических сигналов. — 2-е изд. — М.: Энергия, 1969. — 384 с.
2. **Войшвилло Г. В.** Современная техника усиления сигналов. — М.: Сов. радио, 1978. — 104 с.
3. **Бочаров Л. Н., Жебряков С. К., Колесников И. Ф.** Расчет электронных устройств на транзисторах. — М.: Энергия, 1978. — 56 с.
4. **Микросхемы** и их применение/В. А. Батушев, В. Н. Вениаминов, В. Г. Ковалев и др. — М.: Энергия, 1978. — 248 с.
5. **Аналоговые** интегральные микросхемы: Справочник/Б. П. Кудряшов, Ю. В. Назаров, Б. В. Тарабрин, В. А. Ушибышев. — М.: Радио и связь, 1981. — 160 с.
6. **Попов П. А.** Обратная связь в транзисторных усилителях. — М.: Энергия, 1969. — 64 с.
7. **Барсуков Ф. И.** Генераторы и селективные усилители низкой частоты. — М.: Энергия, 1969. — 64 с.
8. **Волин М. Л.** Подавление внешних паразитных связей в усилителях. — М.: Энергия, 1976. — 56 с.
9. **Батушев В. А.** Электронные приборы. — М.: Высшая школа, 1969. — 608 с.